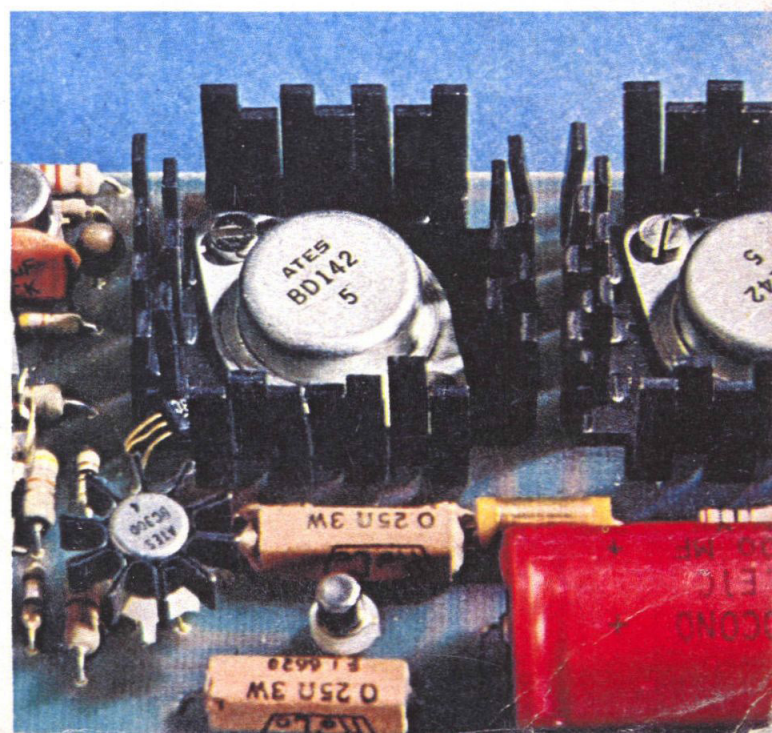
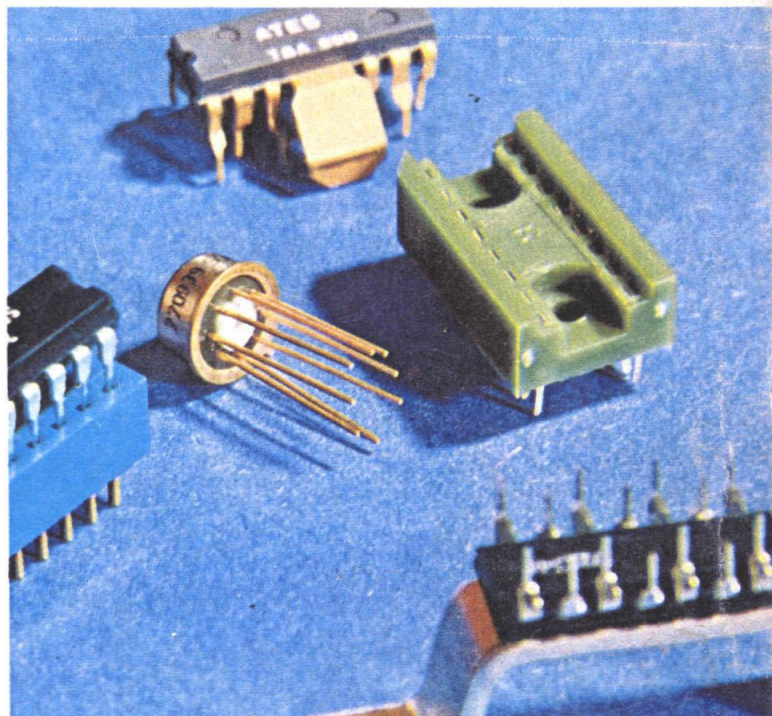
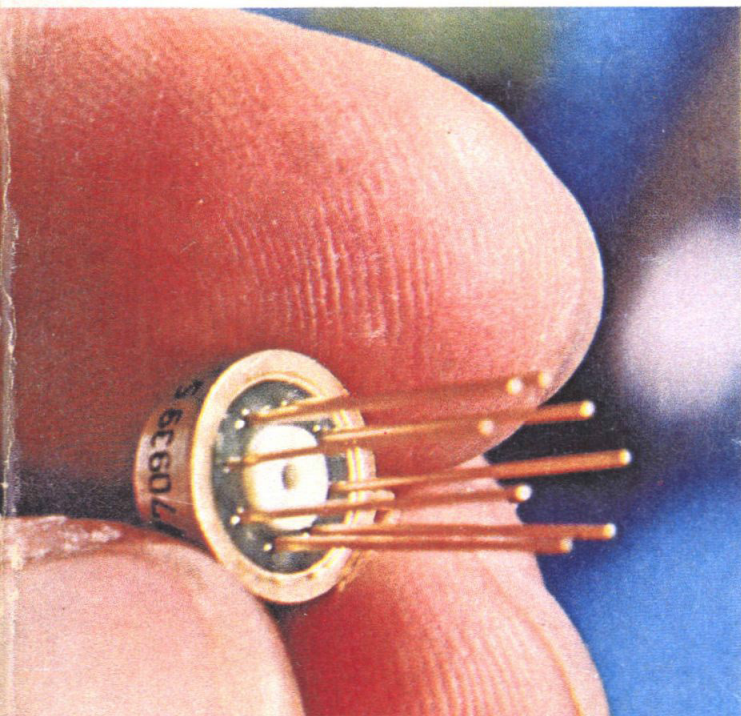
IL LABORATORIO DELLO
SPERIMENTATORE ELETTRONICO

ETAS
KOMPASS

Gianni Brazioli

il laboratorio dello SPERIMENTATORE ELETTRONICO

Hanno collaborato
per la stesura del testo,
per la scelta dei disegni
e delle fotografie:
Franco Tagliabue,
Giorgio Rodolfi.
Impaginazione:
Astengo, Mauri.

INTRODUZIONE

In elettronica, come già più generalmente in tutta la fisica sperimentale, non si ritiene di conoscere una grandezza se non si ha a disposizione un metodo per misurarla.

Misurare fondamentalmente significa definire. Quali sono in realtà le grandezze elettroniche? Quali sono i metodi di misura usati, quali le unità rappresentative? Lo sperimentatore si trova spesso, sia che si applichi all'hobby nella sfera del proprio tempo libero sia a una più precisa tecnica professionale, dinanzi ad una scelta. Delle due l'una: o soprassiede alla diretta comprensione dei fenomeni di base della realizzazione che si accinge a costruire o cerca più coscientemente di penetrare i segreti in cui tutta l'elettronica si fonda per poter dominare da padrone nel campo. C'è chi di fronte allo schema di una radio vede subito la sintesi costruttiva senza altra preoccupazione, c'è chi sente la necessità di analizzare collegamenti e finalità più intimamente. Crediamo che la via giusta sia quella che comprende ambedue le visioni, di sintesi e di analisi insieme. Che senso ha seguire pedissequamente uno schema per tradurlo affrettatamente in pratica, magari con magri risultati? E spesso questi non sono forse tali proprio perché al montaggio di sintesi non s'è accompagnata sufficientemente l'analisi?

Studiare un circuito e quindi un montaggio significa rendersi conto delle grandezze elettriche in gioco, delle loro

correlazioni; comprendere le funzioni delle parti del circuito singolarmente e nel loro insieme; valutare dinamicamente l'importanza specifica di tutte le variabili che ci sono per poter dar loro il relativo giusto peso. Le grandezze nella fattispecie, a tutti note, sono la tensione, la corrente, la potenza, la frequenza, per nominare le più importanti. Misurarle qua e là opportunamente in un circuito è così importante che il mercato della strumentazione industriale è vivamente impegnato a trovare apparecchi di misura sempre più pratici e funzionali che a malapena riescono a soddisfare le esigenze sempre crescenti di precisione dei tecnici.

Gli strumenti industriali, dai voltmetri ai frequenzimetri, dai wattmetri agli amperometri, hanno la caratteristica di essere molto costosi: di ciò diremo più avanti più diffusamente cercando anche di individuare le ragioni. Ora ci preme suggerire che lo sperimentatore elettronico ha nel suo bagaglio tecnico di conoscenze una grossa possibilità mai sfruttata appieno. E' quella di poter costruire da sé gli strumenti più raffinati senza aggravio di spesa oltre il costo puro del materiale che serve per realizzare lo strumento stesso. Certo, per quanto detto prima, bisogna armarsi di pazienza e programmare le costruzioni in un certo tempo, seguendo possibilmente una traccia chiara ed agevole. Questo testo, con le sue pagine i disegni e le illustrazioni, invita proprio a questo. Serve un alimentatore, perché non v'è apparecchio elettronico degno di nota che non necessiti di una sorgente di energia. Ecco subito alcuni progetti di alimentatori, modernamente concepiti, che rispondono alla necessità. Lo stesso discorso potrebbe essere ripetuto per i voltmetri, per i frequenzimetri, eccetera.

IL PROGRAMMA

Naturalmente i vari progetti impegnano gradualmente lo sperimentatore sino a dargli tranquillamente la possibilità di usare divisori di frequenza o oscillatori a UJT programmabili, decadi di codifica e generatori a rotazione di fase. Dai calibratori ai provaquarzi sino agli indicatori numerici ecco che il laboratorio si arricchirà presto con gran vantaggio dello sperimentatore, il quale potrà unire alla pratica dei montaggi la possibilità di tutti i controlli voluti, di prevedere mille sostituzioni, di ottenere i risultati ottimali.

Nei capitoli successivi, a poco a poco, il lettore troverà dopo un'ampia dissertazione tutta pratica sui montaggi della strumentazione in generale, le indicazioni necessarie e sufficienti per la realizzazione di moltissimi apparati di strumentazione che lo aiuteranno sempre più a penetrare i misteri (ormai non più tali) dell'elettronica costruttiva.

Qualche tempo addietro, volendo collaudare un amplificatore « MOS » a basso rumore, prendemmo dalla scansia il nostro « White noise generator » impiegato di rado e con una certa... « riverenza » rammentando il suo costo, le difficoltà doganali superate faticosamente per ottenerlo, le cautele (molte ovvie, altre « strane ») suggerite dal libretto di istruzione. Non funzionò.

gli strumenti, il mercato

Poiché in tutto il laboratorio nessuno aveva la sia pur vaga ed approssimativa idea del « perché » lo strumento si rifiutasse di erogare il suo bravo segnale bianco (tensione regolare, spia accesa, controlli nelle posizioni normali) si decise, dopo una accesa discussione, di sfilarlo dalla scatola per dare una buona « occhiata » all'interno.

In tal modo si infrangeva la garanzia, ma spedirlo alla Casa, attendere chissà quanto tempo per riaverlo, imballarlo, scrivere la lettera di accompagnamento superava la migliore volontà di ciascuno di noi: tecnici e ricercatori.

Tolte allora le viti, estratto il pannello, si vide subito la valvola rettificatrice 5U/GY che lavorava con le placche color « ciliegia matura » mentre il bulbo spandeva intorno una allegra luminescenza azzurra: una evidente manifestazione di cortocircuito nella sezione « AT » dell'apparecchio. Ormai il generatore aveva perduto la sua... « verginità » quindi si decise di procedere nella ricerca del condensatore di filtro guasto, o del difetto analogo presente e ripararlo. Tolta la placca che schermava la parte inferiore dello chassis, messo in luce il cablaggio, tra i tecnici sorse improvvisa una discussione imperniata non sul guasto, ma sul « perché » uno strumento così semplice (come appariva chiaramente osservando la pochezza delle parti e delle connessioni) potesse risultare tanto costoso. Il generatore risultava infatti munito di due alimentatori stabilizzati (AT: 5U4/GY-0A2; BT: Ponte di diodi, transistor 2N178, due Zener) più un generatore impiegante il tubo « 5722 »: un diodo a vuoto miniatura. Poco, per il prezzo richiesto.

componenti e listini

Vi fu allora una specie di gara svolta nello sfogliare cataloghi, nel compulsare listini e prezzari al fine di determinare il « Top money » per i componenti.

Discuti e dibatti, nessun tecnico riuscì per altro a « salire » oltre alle 50.000 lire stimate da una prima analisi, quindi il gruppo di studio decise considerando il prezzo di listino all'unanimità di applicare al pannello del generatore la scritta « Truffageneratore » che fu subito eseguita con una macchinetta Dymo e solennemente affissa.

Ora, al di fuori dell'ambiente ironico dei laboratori di ricerca, in cui la scienza è tanto familiare da non essere più tanto « nobile », ed in cui men che meno si valuta seriamente il denaro, la produzione, i costi reali (il tutto sacrificato —

come per altro è logico — all'ansia di scoprire o almeno rinnovare) si può dire che il concetto fosse fondamentalmente errato.

Perché? Ecco la spiegazione! Se noi esaminiamo la serie di parti necessaria per costruire un buon televisore da 14 pollici impiegante i transistori, ed un oscilloscopio portatile « service » sempre allo stato solido, vedremo che l'apparecchio televisivo impiega « più transistori » dello strumento.

C'è anche ovviamente altro materiale. Fatta estrazione da pochi componenti speciali che comunque non comportano una spesa elevata, si può dire che « da un televisore, si potrebbero ricavare due oscilloscopi! » Ed allora, perché l'oscilloscopio comporta una fattura netta pari a 390.000 lire mentre il televisore può essere acquistato spendendo 65-70.000 lire?

La risposta è insolitamente semplice: risiede principalmente nella quantità di produzione.

I PREZZI

Il televisore è un « oggetto di consumo » e come tale viene prodotto in centinaia di migliaia di unità mensili, solo in Italia. L'oscilloscopio invece è diretto a una « quasi - élite » di consumatori, un piccolo gruppo di persone che non può assorbire, in Italia, più di duecento-trecento pezzi alla settimana, come dire sui quaranta pezzi di ogni marca al mese, almeno per i « nomi » che sono noti, anzi « fidati » almeno nel pensiero dei tecnici.

Certamente, se i televisori fossero prodotti al ritmo degli oscilloscopi, un apparecchio non potrebbe costare meno di 500.000 lire.

Il medesimo ragionamento, ma « in senso inverso » induce a ritenere producente sul profilo economico la autocostruzione degli strumenti di misura da parte di tecnici e sperimentatori. Ciò è ancora una volta reale, ma solo rispettando alcuni concetti di base, fondamentali, nella scelta delle parti.

Costruire uno strumento di misura è una operazione di un certo impegno, ma i risultati, come si usa dire, alla fin fine « valgono la candela ».

Se vogliamo scendere sul piano venale, vedremo che il generatore a dente di sega da L. 50.000 di listino, costruito in una singola unità, per le parti richiede una spesa minore di 10.000 lire.

Riteniamo peraltro che vi siano ancora due vantaggi nell'autocostruzione: la conoscenza profonda dello strumento utilizzato in seguito nelle misure, e la eventuale possibilità di modificarlo e adeguarlo alle mansioni che risultassero volta per volta necessarie.

LA STRUMENTAZIONE

il livello qualitativo

Costruire strumenti di misura elettronici non è più semplice né più complesso di altre realizzazioni nella fattispecie. Per esempio, un VFO per apparecchi emittenti è spesso più bisognoso di « cure costruttive » di un oscillatore da laboratorio. Esso prevede l'impiego di materiali scelti con non minor cura ed altrettanto « sofisticati »: una volta costruito, il VFO deve risultare altrettanto stabile e preciso.

Quindi, a « parità di livello qualitativo » il montaggio di strumenti o di altri apparecchi comporta le medesime conoscenze. Lo sperimentatore che ha costruito alcuni radioricevitori semplificati, radiomicrofoni e cose analoghe, certamente non possiede la preparazione sufficiente per dedicarsi alla realizzazione del frequenzimetro digitale, ma può certamente assemblare con successo vari oscillatori audio UJT, o dispositivi simili per complessità.

Tutto questo, lo andiamo dicendo perché abbiamo potuto constatare che tra gli appassionati di elettronica esiste un certo... 'timore' al pensiero di accingersi alla realizzazione di strumenti atti al lavoro di laboratorio.

Non è meno diffusa la convinzione che « qualunque apparecchio fatto in casa » non possa rivaleggiare con la produzione delle fabbriche, ma anche questa idea deve essere ridimensionata perché i risultati « pratici » o « estetici » di qualunque apparecchio autocostruito dipendono strettamente ed in toto dalla cura messa dall'autore nelle realizzazioni e, di base, dalla efficienza di progetto.

Noi abbiamo visto non di rado certi pannelli e cablaggi « amatoriali » che potevano competere con gli chassis più raffinati e professionali: poniamo quelli della Tektronics o della Rhode e

Schwarz; facevano anzi sorgere la curiosità di vedere quale marca lavorasse con tanta « finezza » Quindi per la parte « meccanica », è solo questione di meticolosità e di reale desiderio di ben fare.

Per la parte teorica, noi siamo formalmente responsabili delle prestazioni degli strumenti illustrati, ma è una responsabilità che ci assumiamo di buon animo avendo sperimentato ognuno degli apparecchi presentati al banco, studiandone prestazioni e difetti, lavorando a molteplici modifiche, ragionando e sperimentando.

le prestazioni, i difetti

Molti circuiti dalle incerte prestazioni che pur potevano comparire su questo manuale sono stati depennati con assoluta determinazione: quindi, quel che v'è riportato è una cernita di progetti sicuri. Molte fabbriche lavorano su circuiti meno collaudati, quindi il timore di non raggiungere gli « standard commerciali » deve essere sgombrato dalla mente, anche perché un « complesso spirituale » del genere non aiuta certo ad ottenere la migliore riuscita di ogni lavoro intrapreso.

Poiché presumiamo di rivolgerci ad un pubblico già in possesso dei rudimenti comuni della tecnica del cablaggio e delle lavorazioni elettromeccaniche, non tracceremo inutili richiami di tecnologia. Tra l'altro, questi, trattati superficialmente non servirebbero a nulla, ed approfonditi dovrebbero costituire un manuale a sé dall'indirizzo diverso dal nostro.

Ci limiteremo quindi ora a riassumere quelle note che dovrebbero essere richiamate in seguito al termine di ogni singolo progetto, costituendo inutili ripetizioni: concetti d'impiego generico.

Ed ecco:

inizieremo col dire che le costruzioni elettroniche hanno subito una notevole evoluzione, nell'ultimo decennio; si è fatto di più, tra il '58 ed il '68, in fatto d'innovazioni, che nel trentennio precedente.

La strumentazione da laboratorio: una necessità per tutti gli sperimentatori.

La tecnica di montaggio ha finalmente eliminato lo chassis metallico rigido e scatolato che imperava dagli albori della storia della radio.
Questo supporto doveva sostenere parti ponderose, ingombranti, massicce; necessarie nella tecnica dei tubi.
Con l'avvento dei semiconduttori si è determinato un indirizzo diverso.
Parti leggere e miniaturizzate hanno preso il posto delle altre favorendo l'adozione dello chassis plastico.
Se vediamo qualsivoglia apparecchiatura sperimentale di oggi, noteremo la « basetta a settori » che regge IC, resistori in miniatura, condensatori ceramici o al Tantalio solido; tale supporto (fenolico o in vetronite) è comune come il circuito stampato per le produzioni commerciali.

GLI INDIRIZZI

Il « metallo », il massiccio chassis oggi è cancellato. Ottone, alluminio, non hanno più una funzione primaria ma complementare. Le « lamiere » servono per i contenitori, per gli schermi, per gli accessori.
In linea con questo concetto, nella realizzazione degli strumenti che formano l'oggetto di questo manuale si è previsto l'impiego diffuso dei circuiti stampati, salvo casi particolari. Questo genere di cablaggio implica una preparazione del pannello che può essere eseguita in proprio o affidata a terzi. Noi consiglieremmo la seconda soluzione.
Esistono in tutte le principali città italiane, delle Aziende artigianali che si offrono di approntare anche un solo circuito stampato per volta. Il prezzo relativo, in media, va dalle 16 lire al cm^2 per la resina NFV, alle 28 della vetronite. Moltissime di queste Aziende lavorano anche per corrispondenza, quindi chi abita in un piccolo centro non ha un reale problema di accesso.
Se ora noi ci mettessimo a trascrivere, qui, gli indirizzi e le ragioni sociali di queste attività, commetteremmo senz'altro un doppio errore. Potrebbe sembrare a chi legge che noi volessimo contrabbandare in queste pagine una pubblicità fuori luogo. Inoltre centinaia e centinaia di indirizzi rappresenterebbero un elenco insopportabile: infine, anche trascrivendoli « tutti » vi sarebbero indubbiamente delle involontarie omissioni che imbarazzerebbero chi scrive ed irriterebbero le Aziende trascurate, che magari sul rapporto tangibile, sul piano di praticità, potrebbero rivelarsi le sole capaci di offrire un servizio efficiente!
Per non commettere parzialità diremo allora al lettore di vedere le « pagine gialle » dell'elenco telefonico alla voce « Circuiti Stampati ».
Ivi troverà gli indirizzi che è giocoforza non riportare in questa sede, con i numeri di telefono (è ovvio) che potranno servire per un rapido approccio.
Inoltre, ogni numero delle riviste tecniche operanti a livello divulgativo riporta offerte di prestazioni similari da parte di piccoli e piccolissimi artigioni che sovente consegnano il lavoro eseguito in minor tempo, pur chiedendo compensi più modesti di

quelli delle Aziende « medie », e non mostrandosi sorpresi per la richiesta del pezzo singolo.

Non è detto, infine, che ci si debba « per forza » rivolgere a terzi per l'esecuzione dei circuiti stampati.

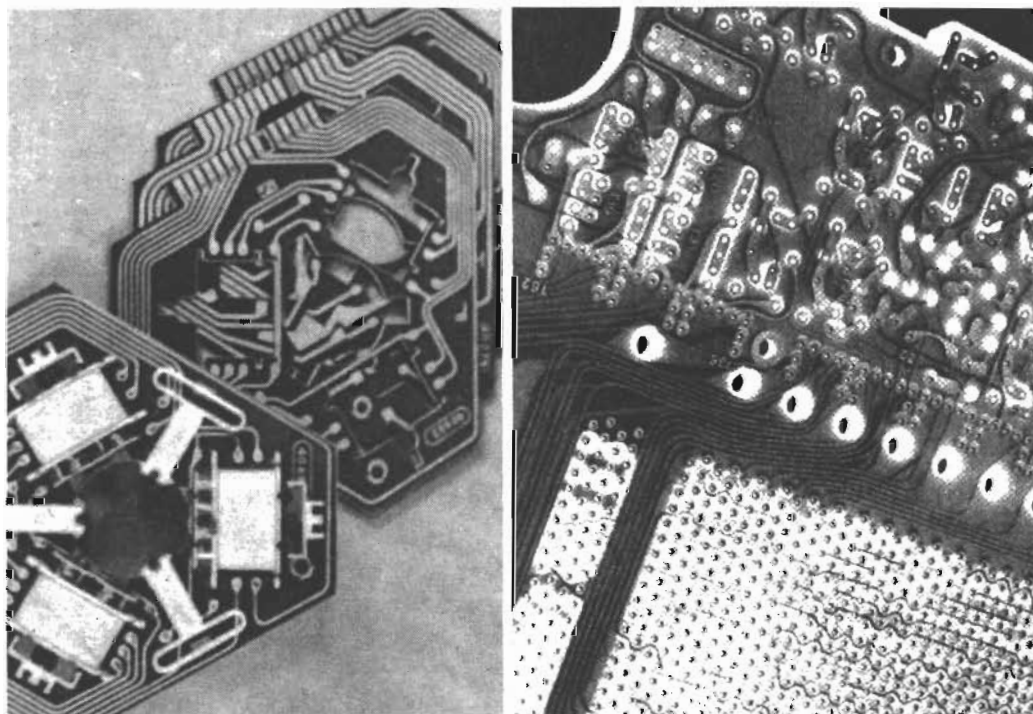
Chiunque, se ha la pazienza necessaria, può acquistare uno dei « KIT » appositi offerti da tutti i grossisti di parti e componenti elettronici e realizzarli comodamente in casa propria.

Queste confezioni contengono usualmente un flacone di inchiostro denso, tipo stampa, uno di Cloruro Ferrico in soluzione (corrosivo per il rame) e diverse basette ramate con accessori più o meno utili; pennini, tiralinee, decappante, fogli di carta vetrata e simili.

IL CIRCUITO STAMPATO

Le istruzioni per realizzare con questi mezzi un circuito stampato, sono generalmente allegate alle confezioni, ma di base, questo lo diciamo per i meno esperti, il lavoro consiste nel ricopiare le tracce del disegno sul rame del laminato, coprirle di inchiostro protettivo, immergere il pannello così preparato nel corrosivo, attendere l'eliminazione del rame superfluo, lavare la basetta sciogliendo l'inchiostro, e praticare in seguito i fori necessari per la connessione delle parti.

Nulla di trascendentale, se vogliamo: ma un'opera « paziente ». Ora, posta la possibilità di far eseguire da specialisti il lavoro, oltre a quella di procedere in proprio, non crediamo di aver creato un fastidio per i lettori, scegliendo per la maggior parte dei montaggi il circuito stampato, ma per contro crediamo di aver suggerito loro un metodo pratico, funzionale, moderno di montaggio.

Tra l'altro, è noto che in molti dispositivi la posizione dei componenti è fondamentale per un risultato positivo: ebbene, nel

Alcuni esempi di basette stampate ad alto livello professionale.

caso dei circuiti stampati la « pianta » è obbligata, quindi almeno in questo senso ogni perplessità può essere eliminata.

il circuito stampato non è obbligatorio

Inoltre, il circuito « veramente » stampato non è obbligatorio nel senso stretto della frase: vi sono infatti dei « sostituti » che possono essere adottati in sua vece. Ci riferiamo alle basette di tipo Philips o Montaprint che recano delle zone « prestampate » a settori. Queste, congiunte con i terminali delle parti, possono formare dei validissimi « circuiti stampati prototipi » dall'aspetto e dalla funzionalità accettabilissima.

Consideriamo esaurito l'argomento « connessioni » e passiamo a vedere altri lati degni di interesse.

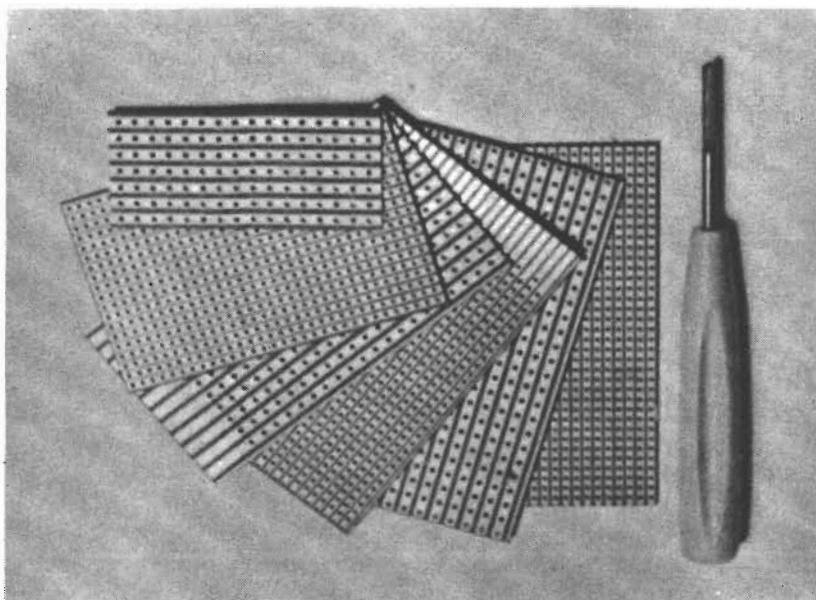
Parliamo delle parti da impiegare nei montaggi.

Se noi osserviamo per un momento l'Industria Farmaceutica, vedremo che molti prodotti eguali per composizione e formula sono oggi venduti con etichette diverse e scatole multiformi da varie Case concorrenti. Anche nel nostro campo vi sono fabbriche che costruiscono prodotti dalle prestazioni identiche, ma rientra nella norma marcarli con sigle mutevoli e cambiarne l'aspetto esteriore.

Questo stato di cose ha fatto sì che molti sperimentatori abbiano tratto la convinzione che gli « elenchi dei materiali » non siano gran che validi.

Hanno anzi concepito queste liste di parti riportate da varie pubblicazioni periodiche o da manuali come una più o meno larvata pubblicità scritta a pro di questa o quella Azienda.

Il concetto può essere valido per le riviste che hanno connessioni più o meno scoperte con il commercio dei materiali, ma è errato nel caso di questo manuale che non è finanziato (oh finalmente!) da alcun grossista di componenti.

Le liste riportate dopo la descrizione di ogni progetto, rispondono solamente ad una rigorosa selezione dei materiali, al « meglio » che si può utilizzare in una determinata realizzazione te-

Per la costruzione dei circuiti elettrici è possibile anche usare efficacemente le basette ramate.

nendo presente « in primis » la reperibilità, poi il fattore qualità ma anche quello del costo, senza nulla concedere alla « marca » o « scuderia » che nel caso non esiste.

Se un dato componente è prodotto da più Case con eguali prestazioni (mettiamo, caso tipico, una resistenza da ½ W al 10%) la marca è deliberatamente taciuta, lasciando a chi legge la scelta tra i prodotti U.S.A., Germanici, Inglesi, Russi, Brasiliani, Italiani, Spagnoli, Giapponesi ed Olandesi oggi reperibili in questa landa.

componenti equivalenti e specifiche necessarie

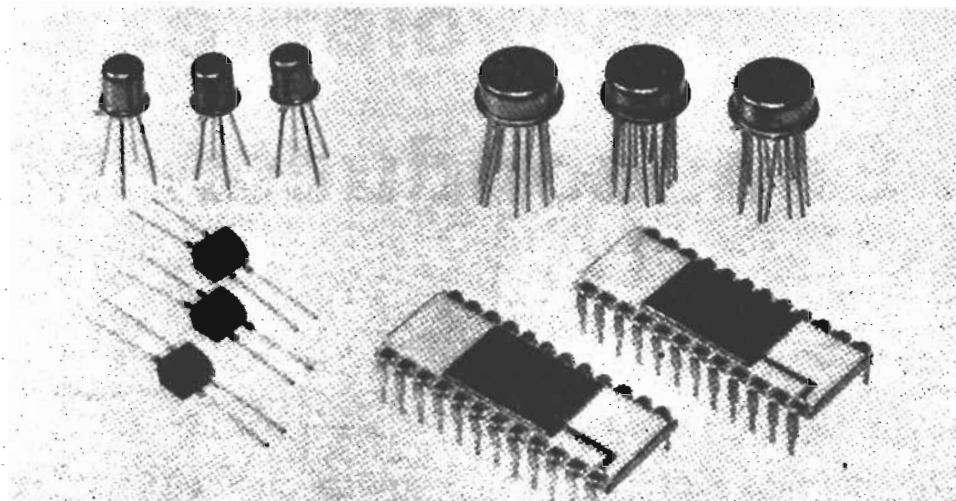
Se invece una data parte necessaria in un montaggio è prodotta con le specifiche necessarie solamente da una determinata Casa, o è difficilmente reperibile, allora la marca è riportata per indirizzare chi legge. In molti casi, per un componente « critico » è detto il modello tipico e l'equivalente di altra Casa, ma queste annotazioni supplementari sono riportate solo se nel circuito « l'equivalente » è stato sperimentato, dimostrandosi un sostituto degno di fede.

Questo, perché in linea generale, da parte del lettore è comunque da sconsigliare ogni sostituzione basata sul tentativo.

D'accordo, spesso perfino i transistori non sono critici, ed in uno stadio che preveda l'AC127 si può impiegare l'americano 2N1302 senza che si manifestino difetti, o « quasi ». QUASI: la parola deve essere considerata attentamente, perché sovente accade il contrario.

Uno stadio impiegante un transistor comunissimo e dalle caratteristiche per nulla eccezionali, può funzionare in modo difettoso o non funzionare affatto se il transistor apparentemente « banale » in esso utilizzato viene sostituito con un altro dall'impiego « parimenti » generico.

Quindi, per la precisione, non sarà inopportuno dire che noi siamo propensi ad assicurare il funzionamento dei circuiti presentati solo se si impiegano le parti dettagliate senza alcuna variazione di marca e modello, ove essi siano chiariti.

Non sarà inopportuno aggiungere che i circuiti descritti possono essere soggetti a brevetti, in tutto o in parte, di terze persone: pertanto è imprudente (a parte il copyright) togliere da questo manuale un circuito ed impostare su di esso una produzione di serie: gli amici industriali sono avvertiti.

Alcuni componenti, transistor ed integrati, per i montaggi elettronici.

ALIMENTATORI

Odiernamente è giusto considerare nettamente superati i tubi elettronici.

Qualcuno di essi è ancora impiegato nelle apparecchiature disegnate di recente solo per ragioni di costo o di facile reperibilità. Anche nel caso di circuiti trasmittenti a microonde (esempio tipico i radar per le bande « S » e superiori) i tubi appaiono solo in una fase transitoria, attendendo che le Case interessate ai semiconduttori sfornino produzioni continue (serie di elementi simili tra loro, dal costro moderato, sicuramente reperibili, dall'obsolescenza remota) dei campioni sperimentali che già oggi dimostrano di poter fornire impulsi RF dalla potenza interessante: migliaia di watt a valori di frequenza già SHF; come dire, maggiori di 3.000 Mhz.

Considerando il disinteresse dei tubi elettronici, la loro fine produzione prossima, essi sono del tutto ignorati, deliberatamente, in questo manuale.

Anzi, iniziando a trattare gli alimentatori di rete per altri circuiti elettronici, premetteremo che i modelli illustrati sono concepiti tutti solo in funzione dell'impiego con dispositivi utilizzanti i semiconduttori: come dire che i nostri prevedono tensioni di uscita relativamente basse, con delle correnti piuttosto elevate.

Nella figura 1 presentiamo uno di questi alimentatori, ma come vedremo poi, si tratta di un modello sperimentale sconsigliato per impieghi strettamente « elettronici ».

L'alimentatore ha la tensione di uscita variabile in continuità, ma non è stabilizzato.

Lo si potrà impiegare per il collaudo di tutti gli apparecchi

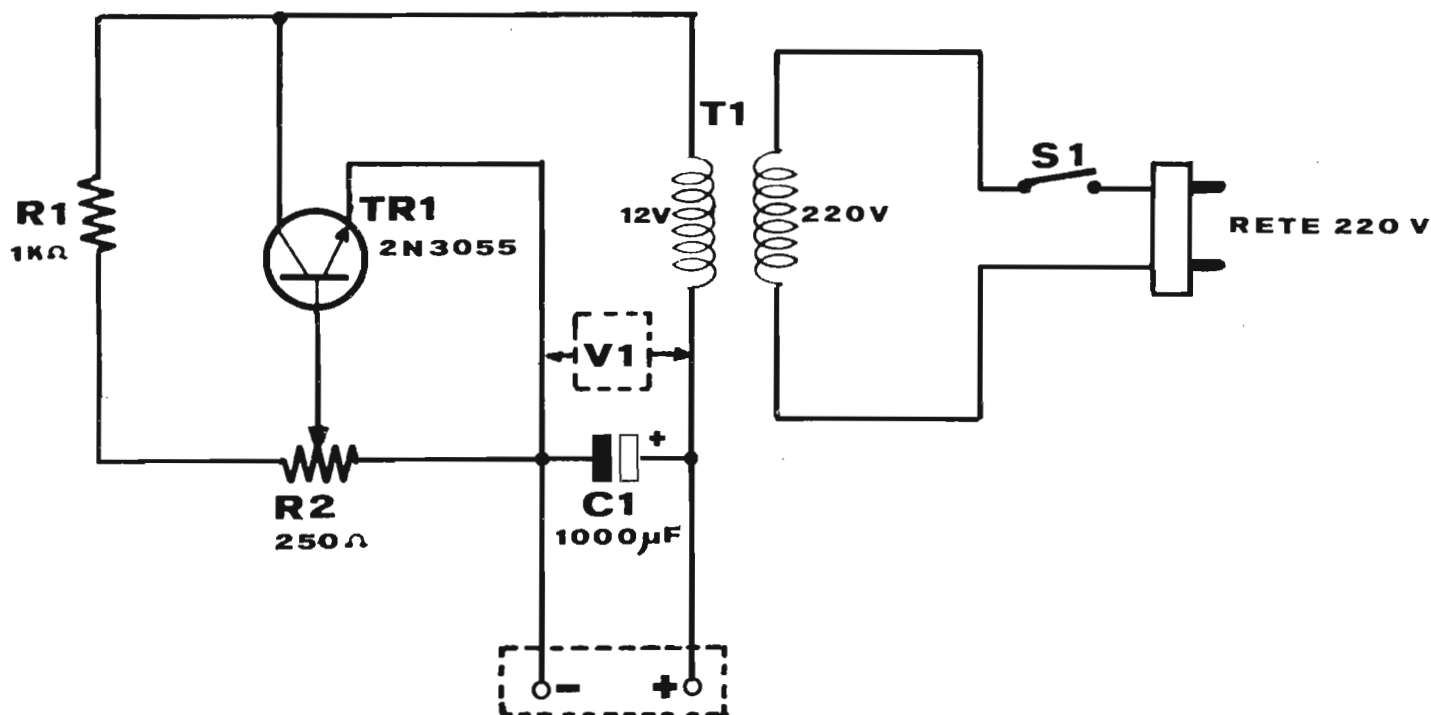



Fig. 1 - Schema elettrico di alimentatore a tensione regolabile.

« elettromeccanici » dall'assorbimento non superiore a 500 mA: poniamo nella carica di piccoli accumulatori, per far funzionare autopiste-giocattolo, o trenini elettrici, e simili.

Il TR1 del circuito è un elemento di potenza, NPN al Silicio. Il diffuso modello « 2N3055 » serve assai bene all'impiego, ma anche i vari BD112, BD113, BD116, BD118 della serie unificata europea possono essere impiegati con successo.

il funzionamento del circuito

Il funzionamento del circuito è piuttosto elementare.

TR1 serve al tempo come rettificatore della tensione disponibile ai capi del secondario del T1 (12 V) e da... « limitatore controllato » della tensione di uscita.

Il controllo di quest'ultima è ottenuto regolando la polarizzazione del transistor tramite la R2.

Il filtraggio è limitato ad un solo condensatore, però di valore ampio: 1000 μF, C1.

La rettificazione a semionda ed il filtro non molto efficace rendono all'uscita una tensione pulsante molto ampia; superiore ai 200 mV a 12V, con il massimo carico.

Questo valore sconsiglia l'impiego del dispositivo per l'alimentazione di apparati « critici », come preamplificatori ad elevato guadagno, strumenti basati sull'amplificazione di impulsi deboli e similari.

Vedremo peraltro, tra poco, dispositivi più perfezionati di questo, che potranno far funzionare ogni specie di apparato elettronico con sicurezza.

Questo alimentatore, più che altro è riportato proprio per mostrare come « non » dovrebbe essere concepito oggi un complesso

del genere destinato all'impiego elettronico: infatti, oltre al « ripple » residuo, il complesso ha un secondo intollerabile svantaggio: si tratta della mancanza della stabilizzazione, già annunciata.

In conseguenza di questa lacuna, la tensione in uscita può mutare per sbalzi di rete ed a causa dell'assorbimento del carico. L'importanza di quest'ultimo nelle funzioni è mostrato dalla curva di figura 2.

LA CADUTA DI TENSIONE

La caduta di tensione, in certi limiti, può essere compensata agendo su R2: ma per una esatta regolazione occorre sapere, momento per momento, il valore presente all'uscita. Sarebbe quindi necessario munire questo alimentatore di un Voltmetro, indicato come « V1 » nella figura 1.

Odiernamente, si reperiscono con facilità, presso i magazzini che trattano componenti elettronici, certi voltmetri giapponesi costruiti con una notevole approssimazione ma dal basso costo: circa 1500 lire.

Uno di questi, nel caso che il lettore voglia costruire il complessino, risulterà ottimo purché abbia un fondo-scala pari a 15V. Nel caso che il montaggio sia affrontato nel piano della sperimentazione, effettuata con i componenti disponibili in casa, « V1 » potrà essere costituito da un milliamperometro da 1 mA f.s. impiegato con una resistenza moltiplicatrice in serie dal valore di 15.000 ohm, ovvero da uno strumento del valore di 500 μA, impiegando una resistenza da 33.000 ohm; o da 5 mA, con una resistenza da 3.300 ohm.

Se le resistenze avranno una tolleranza ridotta, in tutti i casi si otterrà un fondo-scala vicino al valore desiderato. Il solo vantaggio offerta da questo alimentatore è d'essere molto semplice nel

Fig. 2 - Diagramma illustrante l'andamento della tensione rispetto al carico (corrente assorbita).

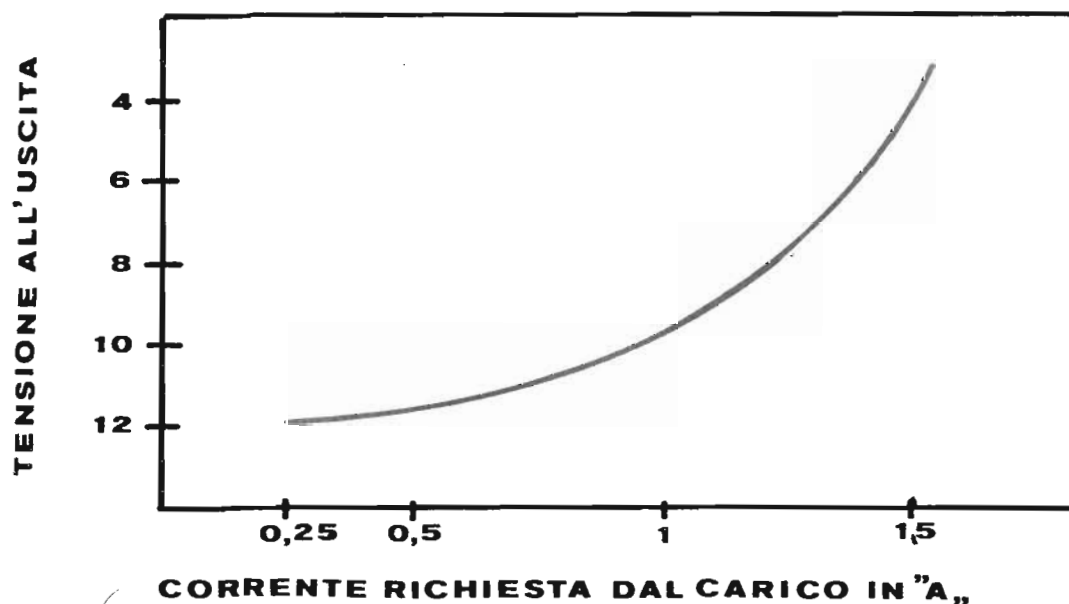
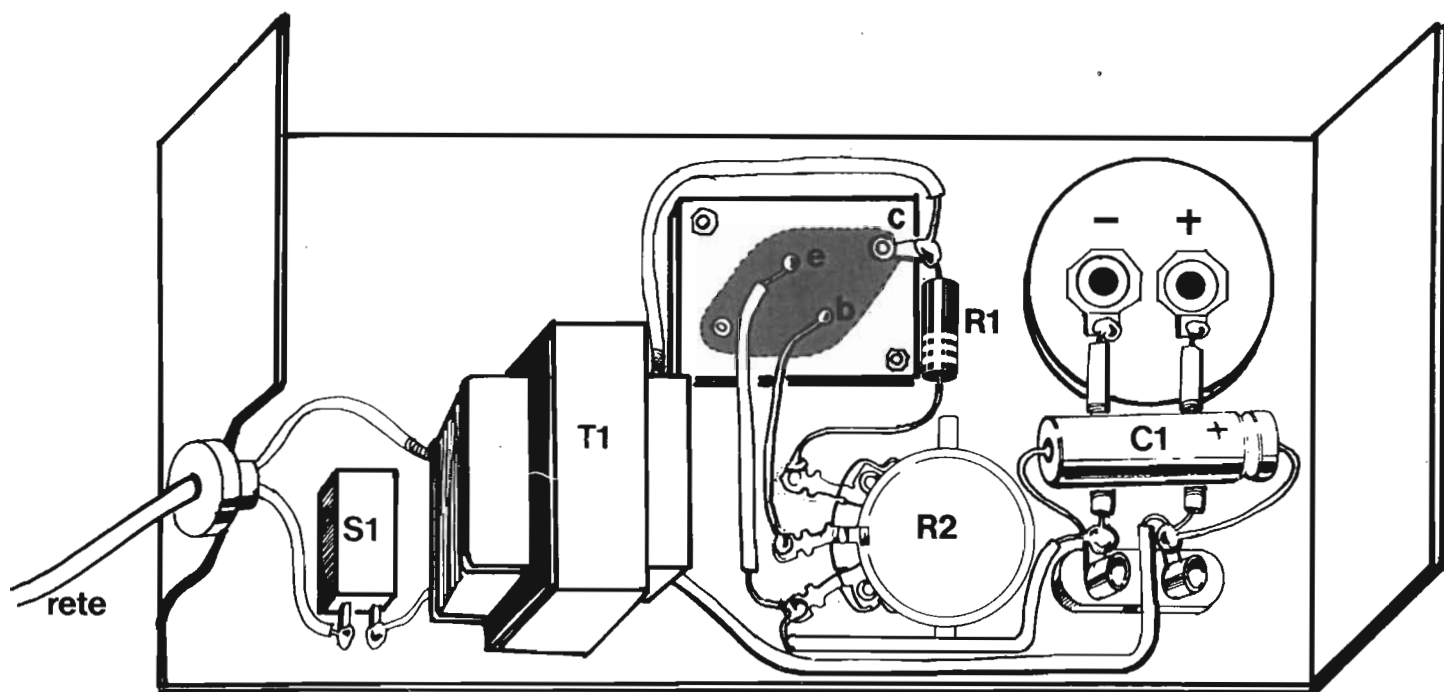



Fig. 3 - Disposizione pratica dei componenti per il montaggio definitivo.

profilo costruttivo; adatto anche ai principianti in elettronica.

Come base generale se lo si vuole realizzare, si impiegherà una semiscatola metallica (fig. 3) da 140 x 70 x 60 mm. Un modello della Teko o Montaflex, o Gonzerli o analoghi.

il cablaggio definitivo

Sul fronte del supporto si monteranno i serrafili (o boccole, se è preferito) di uscita, curando di marcare bene la polarità della tensione. I connettori potranno essere scelti di colori diversi: rosso per il polo positivo, nero o blu per il negativo. Sempre sul fronte del supporto sarà sistemato il voltmetro « V1 » con R2, S1.

Il transistor con il trasformatore « T1 », sarà fissato all'interno della semiscatola.

Per TR1, ad evitare cortocircuiti (il collettore è connesso all'involucro o « case » che dir si voglia) converrà impiegare un supportino plastico montato con due distanziali.

Il 2N3055 o gli equivalenti detti prima hanno una dissipazione « in aria », leggi senza radiatore, eguale o superiore a 115W a +25 °C. Pertanto tutti questi transistori possono lavorare di continuo ad 1A di corrente di collettore senza che vi sia la necessità di un dissipatore termico pur rimanendo in un regime di caratteristiche di lavoro del tutto... « prudenziale ».

Relativamente al cablaggio non v'è proprio nulla da segnalare. Ovviamente le polarità del C1 e di « V1 » devono essere attentamente rispettate. Se il primo fosse invertito, accadrebbe dopo poco tempo un distruttivo cortocircuito che porrebbe fuori uso il transistor. Se invece fosse errato il collegamento all'indicatore, « V1 »... « andrebbe all'indietro »: l'indice batterebbe sul fermo dell'inizio-scala tendendo a flettersi o a rovinare l'equipaggio mobile.

i materiali

C1 = Condensatore da 1000 μF/50VL.
R1 = Resistore da 1000 ohm - 2W - 10%.
R2 = Potenziometro a filo lineare da 250 ohm-2W.
S1 = Interruttore unipolare.
T1 = Trasformatore da 15W. Primario per 220, oppure universare. Secondario da 12V/1A.
TR1 = Transistore 2N3055, oppure BD116.
V1 = Vedi testo.
Accessori: Semiscatola Teko, cavo e spina di rete, boccole o serrafili, filo per connessioni, distanziali, viti, dadi, basetta plastica.

Il collaudo dell'alimentatore è semplicissimo: inserita la spina, chiuso « S1 », manovrando R2 l'indicatore deve « esplorare » tutta la scala salendo da zero al massimo.

Se ciò non avviene, R1 deve essere rivista: l'eventualità potrebbe verificarsi impiegando modelli di transistori diversi dal 2N3055 consigliato « di base ».

In questi casi il valore di R1 dovrà essere calato o aumentato di quanto occorre, nei termini compresi tra 680 ohm e 1200 ohm.

Eventuali prove « sotto carico » potranno essere eseguite collegando all'uscita un resistore a filo da 47 ohm, 5W o di un valore analogo.

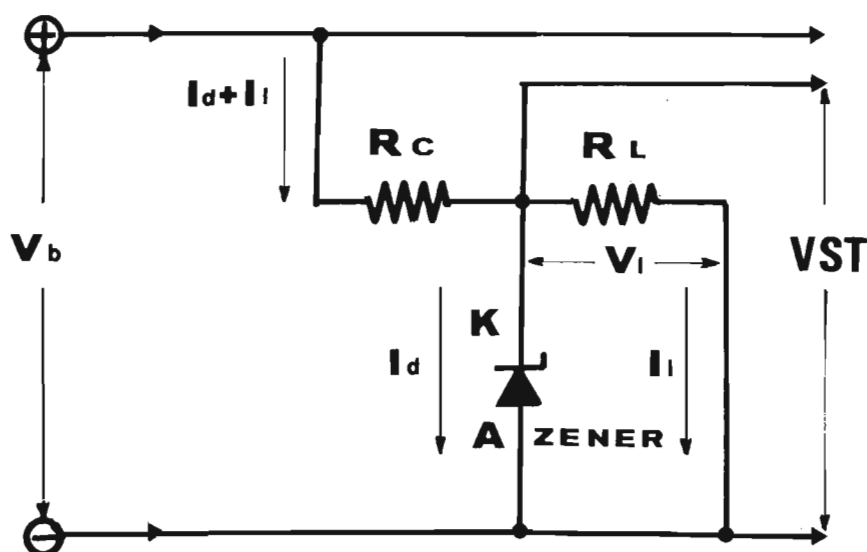
IMPIEGO DEI DIODI ZENER

Abbiamo appena visto un alimentatore non stabilizzato, con le relative pecche. Ora, per concepire un dispositivo stabilizzato adatto agli impieghi elettronici è necessario conoscere i tipici elementi destinati appunto alla « stabilizzazione » dei circuiti. Essi sono i tubi a Gas ed i diodi di Zener. I primi appartengono al « vecchio tipo », mentre gli altri sono dispositivi odierni, progrediti.

Esaminiamoli.

I tubi a Gas del tipo OA2, VR150 e similari sono ampolle munite di anodo e catodo, svuotate, riempite in seguito con una atmosfera di Gas nobili, Neon, Argon, altri in miscela.

Gli Zener sono diodi semiconduttori, ovvero giunzioni P/N. Un tempo si impiegavano anche gli Zener al Germanio, ma odiernamente gli elementi disponibili sul mercato sono tutti al Silicio.

Fig. 4 e 5 - Esempi circuitali teorici sul principio di utilizzazione dei diodi zener.

Può essere interessante un confronto tra i due dispositivi su di un piano funzionale. Le figure 4 o 5 mostrano i circuiti tipici d'impiego, che a ben guardare, appaiono strettamente simili.

In ambedue i casi, la Vb, tensione di alimentazione generale, deve essere più ampia della VL/Vst, tensione stabilizzata che si vuole ottenere, e comunque più ampia della tensione di innesco per il tubo « Tst » o della « tensione di conduzione inversa » per lo Zener.

Non appena il tubo innesca, o lo Zener conduce, sulla Rc si stabilisce una caduta di tensione prodotta dalle correnti Id +IL che l'attraversano. Di conseguenza, ai capi della RL, resistenza di carico, appare la tensione desiderata per la utilizzazione, stabile.

la corrente scorre in due diversi rami

E' da notare che la corrente generale scorre in due diversi rami: noi vediamo la IL, assorbita dal carico, e la Id che scorre nell'elemento stabilizzatore: tubo o Zener.

Abbiamo quindi una assoluta equivalenza nel modus operandi dei due, nei pregi, nei difetti?

Tutt'altro: l'equivalenza è teorica, o addirittura « simbolica ». Prima di tutto il diodo-tubo non può innescare con valori di Vb

minori di 70-80V; infatti anche oggi i pertinaci ricercatori che s'interessano ancora ai tubi elettronici cercano un riempimento gassoso tale da abbassare il piedistallo d'innesco ad un valore più basso di 60V.

Lo Zener, per contro, può entrare nel regime di conduzione inversa a 1,8V se si sceglie un modello adatto!

D'altro canto, nel campo delle tensioni elevate i due elementi sono « pari ». Vi sono tubi che lavorano a 250V e più come i modelli « STV 260/80 » oppure « STV 280/30 »: vi sono però anche comuni diodi di Zener previsti per lavorare a queste tensioni, o a valori più elevati.

tubi a gas e stato solido

Relativamente alle correnti di lavoro, bisogna riconoscere che i tubi a Gas hanno rigorose caratteristiche di lavoro esattamente limitate tra due estremi detti di volta in volta Ia/Iap ovvero Ia/Iop, Ia/Ia-min.

Se la corrente eccede i valori previsti, nei tubi, la tensione non è più stabilizzata, ma anzi subisce mutamenti notevoli: sia una eccessiva caduta che una continua instabilità rappresentano « la norma » del caso.

Al limite, i tubi vanno fuori uso con la massima facilità. Negli Zener, la corrente massima non è altrettanto critica.

Più che altro essa dipende dalle possibilità di dissipazione dell'elemento, dalla sua resistenza termica.

E' ora di certo inutile richiamare al lettore la maggiore robustezza del diodo « solido », la sua superiore « rigidità » e la compattezza: questi sono elementi di critica oziosi: il tubo non può reggerli.

Più interessante è vedere che uno Zener, di base, ha un coefficiente di temperatura facilmente prevedibile.

Qualunque modello, aumentando la temperatura, tende ad aumentare la « VZ » sulla base dei 5mV/°C.

Vi sono peraltro, oggi, i « Diodi Zener Compensati » che hanno un coefficiente di temperatura pressoché nullo.

Per contro, i tubi a scarica hanno una caratteristica « temperatura/tensione » non altrettanto prevedibile, ma anzi casuale. Inoltre, i tubi non possono essere facilmente compensati, almeno da questo punto di vista.

Occorre aggiungere che i tubi non possono lavorare nel buio assoluto, cosa indifferente agli Zener.

RUMORE E IONIZZAZIONE

Nel profilo del rumore generato, i due dispositivi concorrono ma un migliore vantaggio va senz'altro assegnato ai diodi semiconduttori.

Per chi non avesse avuto l'occasione di interessarsi a queste funzioni, diremo che diodi a Gas e diodi « solidi » producono uno « hiss » durante il funzionamento.

Il rumore generato dal tubo deriva direttamente dalla ionizzazione: se il lettore accosta la sua radio portatile ad un tubo fluorescente impiegato per la illuminazione domestica, potrà udire questo fastidioso suono dal timbro frusciante, simile alla pioggia di autunno.

livelli di rumore

Nel semiconduttore si ha ugualmente la produzione di rumore; esso deriva però dall'effetto « valanga » legato al funzionamento della giunzione che lavora nella conduzione diretta.

Per altro, nei tubi a gas comuni, il livello di rumore sale a 2-2,5 mV, mentre negli Zener moderni si riscontra un valore di gran lunga inferiore: sulla base del singolo mV.

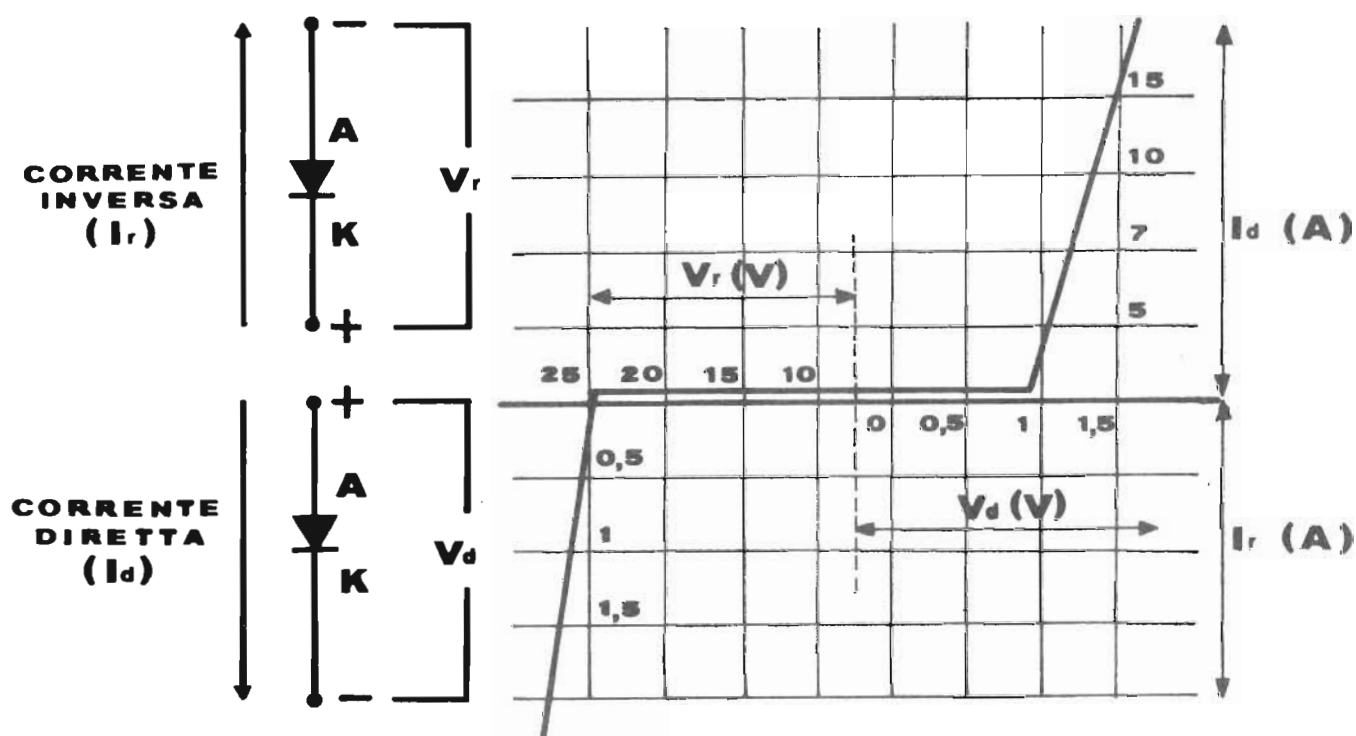
Generalmente si usa sopprimere lo « hiss » collegando in parallelo al diodo un condensatore dalla capacità relativamente modesta, sia nel caso del tubo, sia nel caso dello Zener.

Nel caso del semiconduttore, basta una capacità di 1.000-10.000 pF ad eliminare ogni fastidio. Nel caso del tubo, per una azione valida, occorrerebbero valori più ampi ma in pratica la loro adozione è ardua perché gli elementi a riempimento gassoso tendono ad oscillare « a rilassamento », in questi casi, come una comune lampadina al Neon creando un violentissimo segnale audio.

Ancora una volta, il paragone si chiude con la logica preferenza verso i diodi « solidi », meno propensi ad oscillare, meno rumorosi, più facili a... « tacitarsi » (!).

Ora, ciò che abbiamo detto, non lo abbiamo esposto come esercizio di critica fine a se stesso, ma anche per una migliore comprensione (da parte del lettore) delle funzioni e del modus operandi del Diodo di Zener, che incontreremo spesso nelle descrizioni che seguiranno.

Per chiudere con l'argomento specifico, nella figura 6 riportiamo la curva caratteristica di funzionamento per un tipico « Zener » da 25V, l'elemento che normalmente s'impiega nelle applicazioni « mobili » militari: aeronautiche o dei mezzi corazzati, ed ovviamente in altre applicazioni.

Fig. 6 - Diagramma caratteristico di uno zener da 35V.

Un esempio di alimentatore stabilizzato professionale.

Nella zona « a destra » del grafico, noi vediamo le caratteristiche di conduzione « diretta » dell'elemento. Esse invero non risultano molto interessanti apparendo simili a quelle di qualsiasi diodo rettificatore di potenza al Silicio.

Gli Zener non sono « quasi mai » impiegati in questa regione di parametri; facciamo pure astrazione per casi specialissimi.

le curve di funzionamento

Nella zona « a sinistra » della curva (consideriamo come centro il punto « zero ») possiamo vedere l'andamento della conduzione inversa del diodo, ovvero la curva di funzionamento « pratica » dello Zener: « Vr ».

Come si nota, la corrente inversa sino al valore di 25V è inesistente, o almeno irrilevante.

Nel punto indicato, però, la giunzione « crolla » e subito la corrente si fà molto forte; tanto da distruggere il diodo se il carico, « Rc » nella figura 5, non la limita.

Per i meno esperti, all'estrema sinistra della figura, vediamo i simboli dei diodi e le tensioni e correnti relative al funzionamento « diretto » ed « inverso ».

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

ALIMENTATORI STABILIZZATI

Abbiamo visto sinora un alimentatore non stabilizzato e forse sconsigliabile per l'impiego « elettronico », esaminandone i difetti, ed abbiamo esaminato il principale dispositivo adatto a rendere stabile un alimentatore per apparecchiature elettroniche: ovvero il diodo di Zener.

Non diciamo certamente nulla di nuovo affermando che per misure precise nel campo che ci interessa, occorre avere prima di tutto una sorgente di alimentazione conosciuta e precisa, esente da fluttuazioni casuali, che possa alimentare correttamente gli strumenti impiegati nelle valutazioni. Escludendo i tubi elettronici per le ragioni esposte, la nostra attenzione sarà quindi spostata sugli Zener, che ora ci sono « familiari » nel profilo del funzionamento.

Un alimentatore sufficientemente dotato di precisione, cui faremo riferimento in seguito, è quello che appare nella figura 7. Vediamo qui un trasformatore di rete che riduce la tensione disponibile a 12V, poi un rettificatore a doppia semionda (DS1-DS2): quindi un condensatore di spianamento, C1.

la rettificazione ad onda intera

Ai capi di quest'ultimo ritroviamo, sotto carico, la tensione di 16V, ovviamente rettificata.

Dal C1 si partono due resistenze R2-R3, che hanno la funzione della « Rc » di figura 5.

Ciascuna di esse alimenta uno Zener: DZ1 da 9V e DZ2 da 6V. I due diodi, essendo sempre inseriti, presentano le corrispondenti tensioni sui catodi, rispetto alla massa generale, e queste possono essere scelte e derivate all'uscita mediante « S2 ». Quindi, S2 portato su « A » renderà disponibile un valore di 6V, così come il

Fig. 7 - Circuito elettrico di alimentazione utilizzante zener.

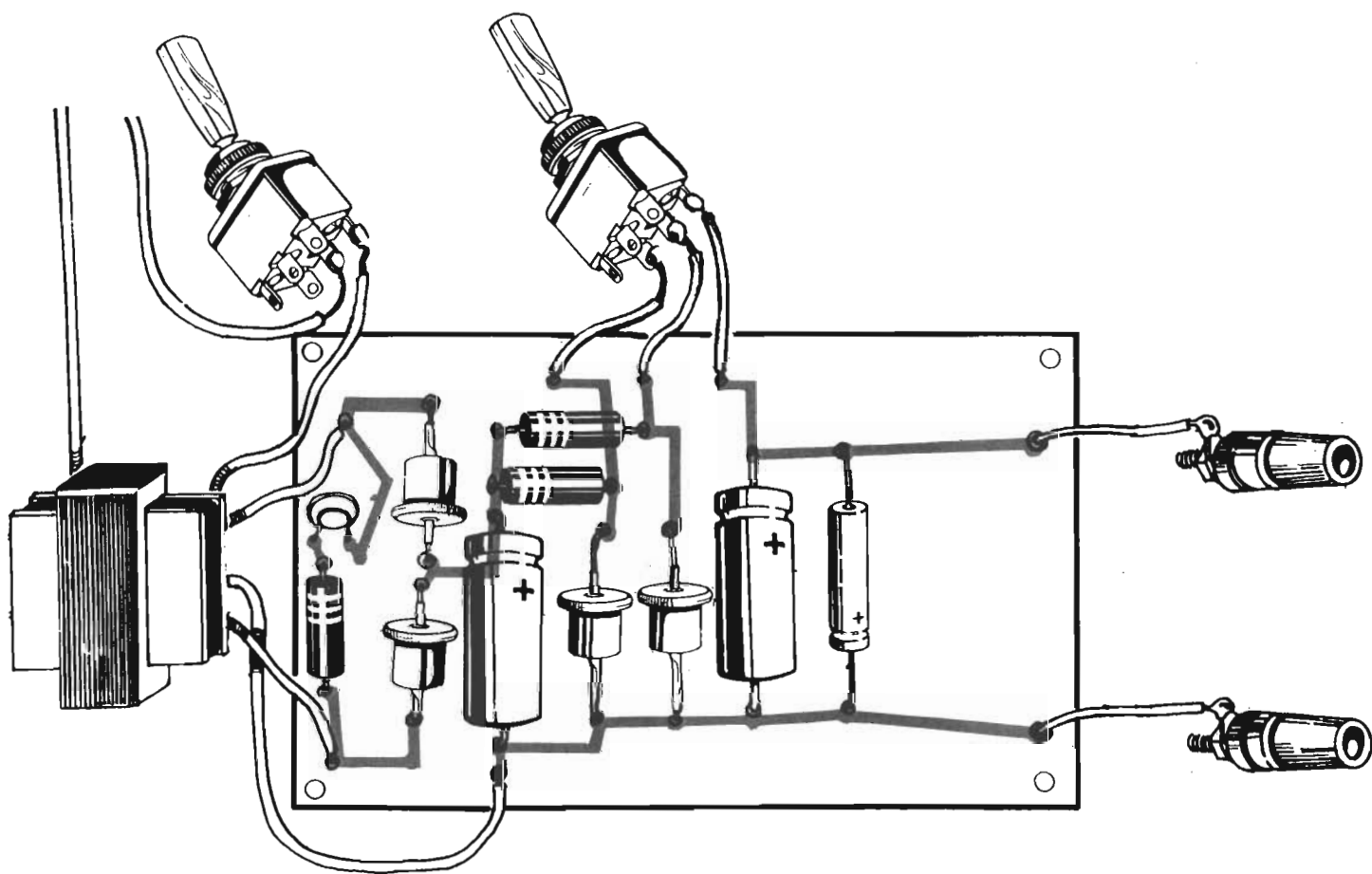



Fig. 8 - Esempio di cablaggio dell'alimentatore di fig. 7.

C1 = Condensatore da 1000 oppure 1500 μF - 25VL.
C2 = Condensatore poliestere o ceramico da 47.000 pF/ 500VL.
C3 = Condensatore da 100 μF - 25 VL.
C4 = Condensatore da 100 KpF - 50VL, ceramico.
DS1 = Diodo al Silicio « EC401 » S.G.S. o similare; in caso di sostituzioni, impiegare un elemento da 60V/P.I.V. (tensione di picco inverso del rettificatore) o maggiore, corrente minima 500 mA.
DS2 = Come DS1.
DZ1 = Diodo Zener da 9V-1W: esempi « 1Z9, 1-T5 » International Rectifier, oppure « BZX29-C6V2 » Philips.
DZ2 = Diodo Zener da 6V-1W; esempi « 1Z6-T5 » Int. Rect. Oppure « BZX29/C6V2 » Philips.
R1 = Resistore da 4700 ohm, ½W, 10%.
R2 = Resistore da 680 ohm, ½W, 10%.
R3 = Resistore da 470 ohm, ½W, 10%.
S1 = Interruttore unipolare del tipo impiegato comunemente per la rete.
S2 = Deviatore unipolare del tipo per rete luce.
T1 = Trasformatore di alimentazione miniatura da 2W. Primario 220V o universale. Secondario 12 - 0 - 12V eff. Corrente secondaria max 100 mA. Resistenza dell'avvolgimento minore di 50 ohm (secondario e primario riflesso).

Accessori: Contenitore metallico Teko, serrafili G.B.C., cavo e spina di rete, filo, basetta stampata, viti, distanziali, filo per connessioni, gommino passacavo.

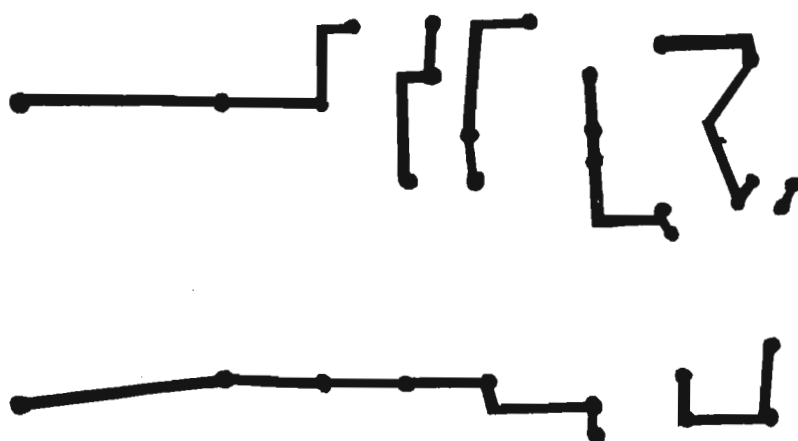



Fig. 8 bis - Traccia del circuito per costruzione su basetta stampata.

medesimo su « B » eleverà a 9V la tensione di uscita ottenendosi in ogni caso un valore ben stabilizzato.

Impiegando i componenti specificati in seguito, l'alimentatore avrà le seguenti caratteristiche:

Tensione di uscita: 6 - 9V.

Tolleranza: +/— 10% sul valore impiegato.

Massima corrente in uscita: 20 mA.

Residuo di corrente pulsante al massimo carico, su ambedue le tensioni: 50 mV/pp.

le pericolose punte di tensione

Qualcuno si chiederà come mai S2 non sia inserito tra C1 e i diodi, invece che nell'uscita, ma è presto detto. Mantenendo il rettificatore « sempre caricato » si evitano pericolose punte di tensione-corrente che si potrebbero verificare durante la manovra del commutatore.

Vi è inoltre il vantaggio secondario di avere sempre i diodi a temperatura di lavoro, evitando la pur breve ma immancabile instabilità iniziale.

In sostanza, i due diodi oltre che per stabilizzare la tensione, fungono in questo caso da « bleeder ». Come si vede nella figura, dopo gli Zener sono presenti C3/C4 che filtrano ulteriormente la tensione: C4 è aggiunto per cancellare meglio il rumore prodotto dai diodi.

L'alimentatore visto or ora, non è un esempio portato tanto per iniziare un discorso, come il precedente, ma è pratico, ed anzi lo consigliamo per le varie esperienze da compiersi con i circuiti che poi vedremo.

Per costruirlo, si può impiegare un circuito « stampato » di piccole dimensioni (mm. 50 x 40) che porterà ogni componente, eccettuati S1-S2-T1.

La figura 8 mostra il tracciato del pannello che può essere racchiuso, a montaggio ultimato, in una scatoletta metallica Teko da 100 x 70 x 40 mm.

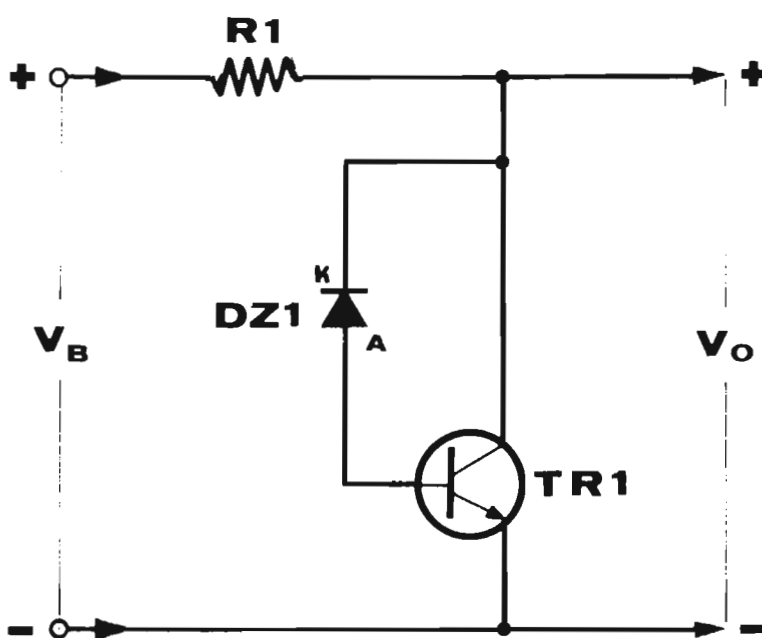



Fig. 9 - Metodo per ottenere la stabilizzazione di tensione.

La scatola conterrà ovviamente il trasformatore T1 e recherà S1/S2 sul fronte.

Per l'uscita delle tensioni stabilizzate, anche in questo caso si potranno impiegare serrafili o boccole, anche se i primi risultano più pratici nell'impiego.

La semplicità dell'apparecchio esclude problemi di filatura. Anche la messa a punto dell'apparecchio non esiste: in altre parole, l'alimentatore deve poter funzionare appena ultimato.

Se i diodi sono tutti collegati nel verso esatto e se la polarità dei condensatori sono rispettate, con gli isolamenti reciproci, l'apparecchio non darà certo luogo a sorprese spiacevoli.

ALIMENTATORI COMPRENDENTI DIODI ZENER E TRANSISTORS

I diodi Zener, oltre a costituire di per sé un buon sistema di stabilizzazione, permettono agevolmente il controllo di transistori impiegati nel ruolo di regolatori di tensione.

I principali vantaggi dell'accoppiamento « Zener-Transistor » sono dati dalla possibilità di controllare correnti di qualunque valore pur senza prevedere Zener di potenza « fuor dal comune », dalla possibilità di scegliere eventuali serie di semiconduttori che tendano a compensarsi nel profilo della deriva termica, e dal basso valore della « resistenza di uscita » presentato dagli alimentatori che impiegano transistor di potenza.

Due, sono le principali « figurazioni schematiche » assunte da questi apparecchi: il tipo « Shunt » ed il tipo « Serie ». Osserviamo la prima: figura 9.

In essa, supponendo che il « DZ1 » abbia una tensione di crollo eguale a 6V ogni volta che la « Vb » raggiunga un valore superiore, scorrerà una certa corrente tra il collettore e la base del TR1. Se invece la Vb sarà minore della « VZ » il TR1 risulterà « cut-off »:

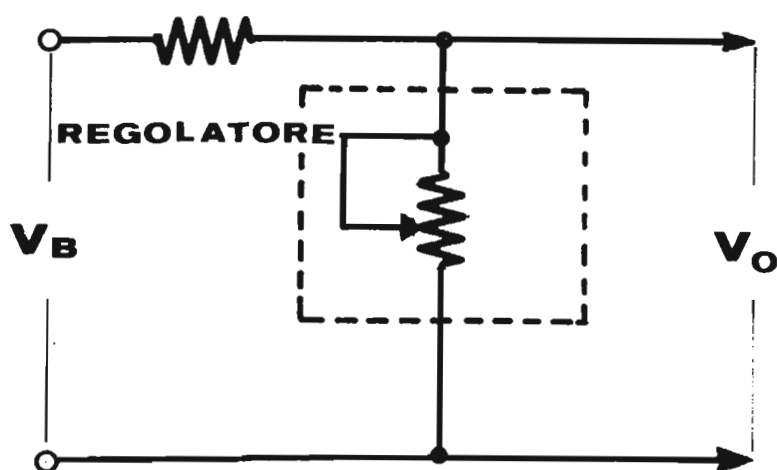
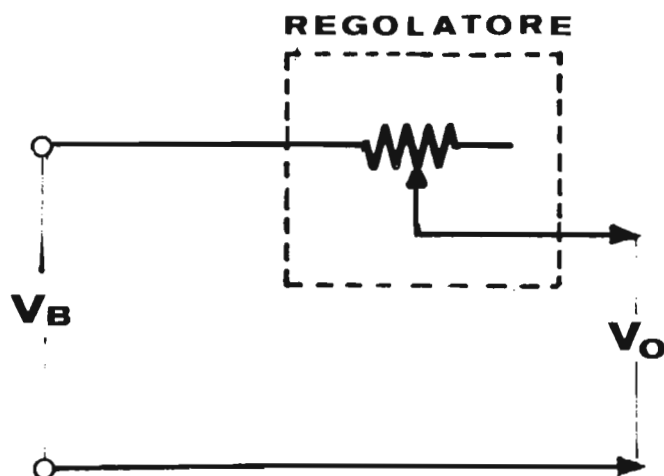



Fig. 9 bis - Equivalente teorico del circuito della figura precedente.

Fig. 10 e 10 bis - Circuito teorico del sistema di regolazione « serie » illustrato nel suo principio di funzionamento della figura sottostante.

leggi nello stato di non conduzione, almeno se il DZ1 è uno Zener al Silicio ad altissima resistenza inversa nella condizione di riposo, come è desiderabile.

Ora, supponendo che la Vb oltrepassi decisamente il punto di Zener per il diodo, logicamente avremo il « crollo » completo della giunzione, per cui la base del TR1 risulterà all'istante polarizzata da una tensione « importante », che lo porterà subito nel regime di piena conduzione. Praticamente il « Beta » del TR1 (guadagno in CC con l'emettitore comune) « moltiplicherà » la corrente « passata » attraverso al DZ1.

Ne risulterà una forte conduzione al collettore del TR1 con una conseguente caduta di tensione ai capi della R1.

l'autocompensazione

Dimensionando opportunamente R1 per la tensione di uscita richiesta, il tutto tenderà ad « autocompensarsi » dissipando man mano una maggiore potenza mentre la Vb sale.

Questo tipo di stabilizzatore ha il vantaggio della semplicità: infatti può essere realizzato anche per potenze elevate con un numero di parti assai ridotto.

Per contro, presenta lo svantaggio di assorbire una notevole potenza dall'alimentatore. Quest'ultima caratteristica fa sì che spes-

so al regolatore « shunt » si preferisca il regolatore « serie » che vediamo nella figura 10.

il transistor come resistenza variabile

In questo, la caduta di tensione non è ottenuta « caricando » l'alimentatore, col metodo di base dello Zener impiegato « da solo » come nel circuito di figura 7, o come nel sistema « shunt », ma facendo in modo che il transistor si comporti come una resistenza variabile, posta sul percorso della corrente. Per ottenere la funzione, la tensione che polarizza la base del transistor, ricavata dall'alimentatore generale, è fatta scorrere in un diodo Zener che forma un « partitore » con una resistenza, la Rb di figura 10. In questo modo, se la tensione aumenta, il diodo conduce una maggiore corrente e la base del transistor « vede » una minore resistenza verso il negativo.

Di conseguenza il transistor assume un regime di minore conduzione « proteggendo » il carico.

In un circuito del genere, la tensione presente all'uscita corrisponde grossomodo a quella di Zener del diodo e ciò risulta piuttosto interessante perché dà la possibilità (in certi limiti) di mutarla semplicemente sostituendo l'elemento pilota, sempreché si consideri una gamma di valori che rientri nella dissipazione massima del transistor, fatto nel complesso non molto preoccupante considerata la immensa disponibilità odierna di modelli svariatissimi di transistor ciascuno dotato di caratteristiche diverse.

DUE TENSIONI STABILI

Passiamo ora dal circuito teorico di figura 10 ad uno schema del tutto pratico ed immediatamente utilizzabile: figura 11.

Si tratta di un alimentatore che ha ancora una volta due tensioni di uscita pari a 6 e 9V: esse sono selezionabili tramite « CM1 ». I principi su cui opera il complesso sono identici a quelli dello schema di figura 10: dopo la rettificazione e lo spianamento, la tensione CC presente ai capi del C4 è applicata al collettore del TR1 (RX, resistenza « di protezione », può essere inserita o tolta

Fig. 11 - Circuito elettrico di un funzionale alimentatore stabilizzato a due tensioni fisse.

Fig. 12 - Esempio di disposizione circuitale dei componenti per costruzione dell'apparecchio su basetta stampata.

a giudizio del lettore) e contemporaneamente alla base via R2.

La R2, con DZ1 o DZ2 forma il « partitore di base » visto in precedenza che controlla il valore della tensione uscente. In pratica, il diodo scelto si comporta come un « reostato » che diminuisce automaticamente il valore se all'ingresso la tensione aumenta. Se è inserito DZ1, all'uscita avremo sempre 6V, nell'altro caso 9V.

La R3 serve come « bleeder » per impedire che interrompendosi il carico, o avendosi forti oscillazioni di corrente all'uscita nel circuito possano formarsi pericolose punte di tensione.

il condensatore come volano

C3, infine serve da seconda cellula di spianamento e da « volano ».

Impiegando le parti segnalate, le tensioni si ottengono con una tolleranza del 10% e con 20 mV/pp di pulsante residua al massimo carico: 500 mA. Un lato interessante di questo circuito è che la temperatura ambientale non influisce affatto o quasi sul funzionamento. Essa può variare tra +10 °C e +50 °C senza che i valori indicati subiscano mutamenti di rilievo.

La costruzione dell'alimentatore rientra nella categoria dei montaggi « facili ». Tutte le parti, ad eccezione di T1 e TR1, CM1, S1, possono essere montate su di un circuito stampato minuscolo, secondo figura 12, oppure su di una basetta forata di eguali dimen-

i materiali

C1 = Condensatore ceramico o styroflex da 100 Kpf/ 500VL.
C2 = Condensatore elettrolitico da 100 µF/15VL.
C3 = Condensatore elettrolitico da 500 µF/15VL.
C4 = Condensatore elettrolitico da 250 µF/25VL.
C5 = Condensatore ceramico da 22 KpF/50VL.
DS1 = Diodo rettificatore da 50V PIV.) 0,5A max di qualunque. Casa e modello.
DS2 = Come DS1.
DZ1 = Diodo Zener da 6V/1W, per esempio: « BZX29/ C6V1 ».
DZ2 = Diodo Zener da 9V/1W, per esempio: « BZX29/ C9V1 ».
R1 = Resistore da 4700 ohm, ½W, 10%.
R2 = Resistore da 680 ohm, ½W, 10%.
R3 = Resistore da 3300 ohm, 1W, 10%.
RX = Resistore da 6,8 oppure 8,2 ohm, 2W, 10% (opzionale).
CM1 = Deviatore unipolare.
S1 = Interruttore unipolare di rete.
T1 = Trasformatore di alimentazione da 10W max. Primario universale, oppure da 220V. Secondario da 12 - 0 - 12V eff. 1A max. Resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) minore di 6 ohm.
TR1 = Transistore NPN al Silicio di potenza: BD139.

sioni. La basetta, i controlli, il transistor ed il trasformatore potranno essere montati in una scatola metallica da 120 x 60 x 80 mm., o dalle analoghe dimensioni. Per l'uscita si impiegheranno i consueti serrafili o un jack. Al fine di migliorare l'estetica del pannello, e per praticità, come si vede nelle fotografie di testo, accanto ad S1, CM1, ai reofori di uscita, si potranno riportare scritte e simboli che rammentino le funzioni ed i valori in gioco. Le lettere ed i numeri relativi potranno essere ricavati da un foglio di « caratteri a cera » decalcabili, in vendita presso ogni buon cartolaio.

Se s'impiega il circuito stampato, come noi consigliamo, il cablaggio non presenterà alcun lato di rilievo, o difficoltà imprevista. Per ottenere un successo immediato basterà un poco di attenzione dedicata alla polarità dei diodi, dei condensatori e null'altro.

il raffreddamento

Il transistor TR1 se è del tipo BD119 dovrà essere montato su di un radiatore alettato, e sarà bene impiegare un « Kit di isolamento » costituito da una lastrina di mica, passanti di Teflon, accessori, ad evitare cortocircuiti. Il collettore del transistor è infatti collegato all'involucro, ed impiegando una scatola metallica, tutto l'involucro diverrebbe « collettore », se TR1 fosse, come del resto è logico, montato su di esso per ottenere un miglior effetto dissipatore: usando invece un moderno « plastic case » BD139

o simile, questi problemi di montaggio sono superati: il BD139 non prevede dissipatori di sorta.

Rivedendo comunque l'uso del BD119 e simili, diremo che qualunque contatto con il circuito servito potrebbe provocare delle catastrofi!

Prima di collegare questo alimentatore alla rete è bene riesaminare con attenzione ogni collegamento: anche agli esperti di radiocostruzioni accade di invertire i piedini della base e dell'emettitore dei transistor, talvolta, o altre simili... « distrazioni ».

Il lettore eviti quindi in questo caso e sempre d'essere... « troppo sicuro del fatto proprio ». Questa forma di sicurezza è una fortuna solo per i venditori di parti di ricambio!

verifica e messa a punto

Bene. Poniamo allora che ogni collegamento sia stato rivisto con cura e che contatti ed isolamento siano stati verificati.

Iniziamo il collaudo.

Come sempre non lasceremo « in grembo a Giove » le costanti, ma anzi ci premureremo di caricare il dispositivo collegando un resistore da 82 oppure 100 ohm (o valore analogo) all'uscita.

Azionato « S1 » non si dovrà udire alcun ronzìo intenso proveniente dal T1, sintomo quasi certo di errore o cortocircuito, e ponendo un dito sul TR1 non si dovrà avvertire una temperatura allarmante, tale da « scottarsi ».

Nel caso contrario è bene riaprire subito « S1 » verificando ulteriormente cablaggio e polarità.

Se invece tutto pare normale, si collegherà un tester all'uscita per verificare le tensioni presenti. Ponendo « CM1 » a contatto del DZ1 si dovrà leggere un valore reale compreso tra 5,4V e 6,6V (a causa della tolleranza prevista del 10%) che sarà ritenuta normale. Evitando l'impiego di diodi « strani », di recupero, o di marche « strane », probabilmente la tensione sarà più precisa di quanto detto; rientrerà nei termini 5,7V-6,3V di massima.

Passando all'altra « portata » cioè slittando CM1 sulla posizione « B », si dovrebbe leggere una tensione di 9V, con un valore « pratico » che correrà tra 8,1 e 9,9V o più preciso.

Ora, tornando da « B » ad « A » con la commutazione del « CM1 » si può leggere sul tester all'uscita una istantanea sovratensione rispetto al minor valore. Il fenomeno, che ripetiamo deve essere momentaneo, dipende dalla carica del C3 e rientra nella normalità.

A questo punto, se null'altro di strano » si è riscontrato, il collaudo ha termine e l'alimentatore può passare all'utilizzo.

OSSERVAZIONI
ED ESPERIENZE

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

REGOLAZIONE DI TENSIONE NEGLI ALIMENTATORI

Sinora abbiamo visto degli alimentatori capaci di erogare una tensione stabile, convenientemente filtrata, dal valore adatto ad alimentare le apparecchiature transistorizzate comuni: 6-9V.

Abbiamo detto « comuni » e con questo intendiamo appunto precisare che vi possono essere circuiti che pretendono diverse tensioni poste al di fuori dai limiti detti: ne vedremo anzi alcuni nei capitoli che seguono.

Per far funzionare convenientemente questi altri dispositivi, noi potremo necessitare di 3V, oppure di 12V, oppure di tutto un'arco di tensioni da variare progressivamente. In altre parole, di alimentatori a tensione di uscita regolabile.

la regolazione in continuità

Due li vedremo ora: uno è del tipo « step-by-step » ovvero variabile a scatti, però questo non è certo il più attendibile dei due, presentando una certa variazione della Vu dipendente dal carico applicato; l'altro è più « compiutamente » regolabile potendosi mutare in continuità la tensione di uscita tra OV e 15V, con tutti i valori intermedi.

Osserviamo il primo: figura 13.

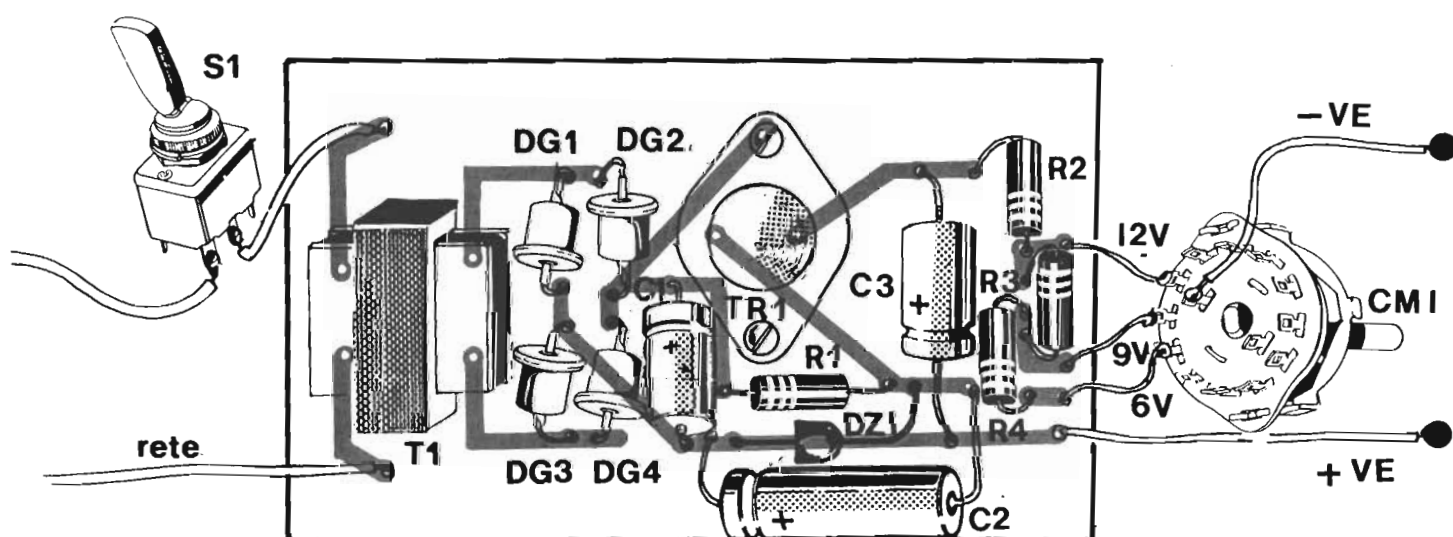
Di base, questo, è molto simile al circuito di figura 11, quindi allo schema simbolico di figura 10.

Si tratta di un « regolatore-serie » in cui il transistor ha la polarizzazione mantenuta fissa dal DZ1 per qualunque mutamento abbia la rete-luce. In tal modo, peraltro già abbondantemente studiato in precedenza, ai capi del C3 troviamo una tensione pari a 12V: la medesima, tramite un partitore formato da R2-R3-R4 è portata all'uscita. Un commutatore sceglie, nel partitore, la sezione desiderata per ottenere la tensione prevista: si tratta del « CM1 »

Fig. 13 - Circuito elettrico generale di alimentatore con tensione regolabile a scatti.

che deve poter sopportare una corrente di 0,5A max.

Tra il cursore di quest'ultimo e la massa abbiamo la « VE » desiderata, variabile in tre portate: 6, 9, 12V.

Il sistema scelto per commutare la tensione può essere certamente criticato, in quanto la tensione effettivamente presenta alle boccole di uscita varia notevolmente se il carico supera i 100-150 mA, come avevamo premesso, e noi non staremo qui a difenderlo con inutili disquisizioni sofistiche: per altro, nella semplicità dell'apparecchio va ricercata la sua dote migliore e fonda-

Fag. 14 - Piano di cablaggio del progetto di fig. 13.

mentale. La semplicità logicamente a sua volta è foriera di basso costo; un lato da non sottovalutare.

Poiché questo circuito non presenta molto di nuovo, troncheremo a questo puto il commento teorico.

Passando al montaggio, diremo che tutte le parti dell'apparecchio, fatta eccezione per S1, CM1 ed i reofori di uscita possono essere montate sul pannello stampato che si vede nella figura 14.

Questo, a sua volta, troverà posto in un contenitore dalle dimensioni adeguate: 140 x 60 x 80 mm come nel prototipo, o altre che il lettore stimi sufficienti.

il pannello funziona da radiatore

Nel campione sperimentale costruito da noi, il TR1 è montato (anche se a stretto rigore di logica non è necessario) sul pannello che in tal modo funge anche da radiatore. Accanto al transistor spunta la leva dell'interruttore generale « S1 » e la manopola del « CM1 » è situata all'altro lato del pannello, simmetricamente. Attorno a quest'ultima sono marcate le tensioni ricavabili mediante i soliti caratteri-transfert a cera. Le boccole di uscita completano il pannello che tutto sommato non ha una cattiva estetica.

Poiché intendiamo evitare le ripetizioni, non aggiungeremo altro: rispetto ai montaggi precedenti, in questo non v'è nulla di nuovo. Il collaudo è semplicissimo: collegato un carico all'uscita, come la solita resistenza da 100 ohm « alcuni » Watt, si potrà misurare la tensione alle boccole « VE ». Ruotando CM1, si debbono leggere i 6-9-12V previsti. Se ciò non fosse, vi potrebbe essere un cortocircuito; oppure qualche valore resistivo potrebbe essere stato scambiato inavvertitamente, ovvero il DZ potrebbe essere colle-

i materiali

C1 = Condensatore elettrolitico da 500 μF/25VL.
C2 = Condensatore eguale al C1.
C3 = Condensatore elettrolitico da 1000 oppure 2000 μF/25VL.
CM1 = Commutatore rotante, una via tre posizioni.
DS1 = Diodo rettificatore al Silicio di qualunque marca e modello, tensione PIV minima 50V, max. 500mA.
DS2-DS3-DS4 = Come DS1.
DZ1 = Diodo Zener da 12V/1W: per esempio BZX29/C12 Philips.
R1 = Resistore da 330 ohm - ½W, 10%.
R2 = Resistore da 5 ohm - 2W, 5%.
R3 = Resistore da 22 ohm - 2W, 5%.
R4 = Eguale alla R3.
S1 = Interruttore unipolare.
TR1 = Transistore ASZ18, oppure 2N376, 2N1555 o altro similare.
T1 = Trasformatore di alimentazione da 8W. Primario universale o per 220V; secondario 12V-0,5A.

gato all'inverso. Ma non riteniamo probabili queste eventualità, specie se il lettore ha impiegato nel cablaggio quel minimo di accuratezza e di attenzione che è necessaria.

UN ALIMENTATORE CHE PREVEDE LA VARIAZIONE CONTINUA DELLA TENSIONE DI USCITA

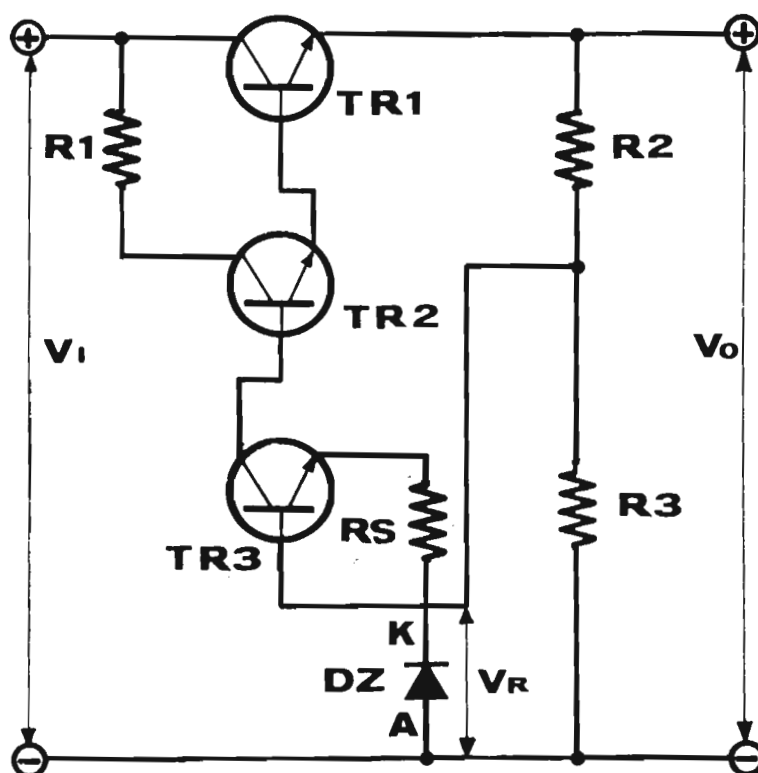
Vedremo ora un alimentatore (l'ultimo della serie) dalle prestazioni molto elastiche, davvero « pratico » per ogni genere di lavoro sperimentale. Eroga una tensione continua molto ben filtrata, che, con la semplice rotazione di un potenziometro, può essere elevata da zero a 15V, ma ciò che più importa è che ogni valore intermedio risulta stabilizzato.

Per esempio, noi possiamo fissare la tensione a 3,3V ed all'uscita avremo questo valore anche se la tensione di rete subisce severe fluttuazioni; oppure potremo scegliere altre entità, mettiamo 6V, 7V, 7,8V: tutte rimarranno stabili come le abbiamo impostate.

Vediamo come ciò possa avvenire.

Lo schema-tipo di principio per un alimentatore di questo genere appare nella figura 15. In sostanza, il tutto non è altro che il « solito regolatore-serie » visto in precedenza, pilotato da un amplificatore di corrente continua ad accoppiamento diretto.

TR1 è il transistor regolatore posto in serie sul percorso della corrente. La regolazione della « Vo » si ottiene perché una frazione della medesima è retrocessa alla base del TR3 (Vr) ed è dal transistor paragonata alla tensione presente ai capi dello Ze-

Fig. 15 - Schema teorico di stabilizzatore di tensione con amplificatore di corrente

ner « DZ » che rappresenta il riferimento fisso.

Se le due sono diverse, il TR3 conduce nella misura determinata dalla 'tensione-errore'.

La minore o maggiore conduzione del TR3 pilota il TR2, e quest'ultimo, a sua volta, controlla direttamente il TR1 che agisce sul valore della Vo.

Ora, se noi mutiamo la R3 di figura 15, muteremo tutto il funzionamento del circuito perché in tal modo otterremo una diversa « VR » quindi un diverso termine di paragone con lo Zener.

Su questo principio della « campionatura » della tensione in uscita, e sul relativo paragone con la tensione fissa dello Zener funziona l'alimentatore di figura 16, pratico e completo di valori.

uso dei transistor al silicio

Premetteremo al commento che si tratta di un apparecchio realizzato alcuni anni addietro, e che impiega per tale ragione dei transistori al Germanio. Peraltro le sue prestazioni sono soddisfacenti nel complesso, anche in una larga escursione della temperatura ambientale. Pertanto non si è ritenuto opportuno, al momento riprogettarlo: certamente, una stabilità ancora superiore, nel profilo termico, potrebbe essere ottenuta montando transistori NPN al Silicio: per esempio un 2N3055 come TR1, un 2N1711 come TR2 ed un BC108 come TR3; in questo caso sarebbe però necessario invertire il diodo Zener, la polarità dei condensatori e dell'alimentatore ritoccando anche qualche valore di resistenza: particolarmente R1-R2-R3. Se il lettore si sente in grado di effettuare queste modifiche, lo studio relativo può essere molto interessante.

Ma rimaniamo al presente: al circuito riportato.

Fig. 16 - Circuito elettrico generale di alimentatore utilizzante il principio di funzionamento illustrato in fig. 15.

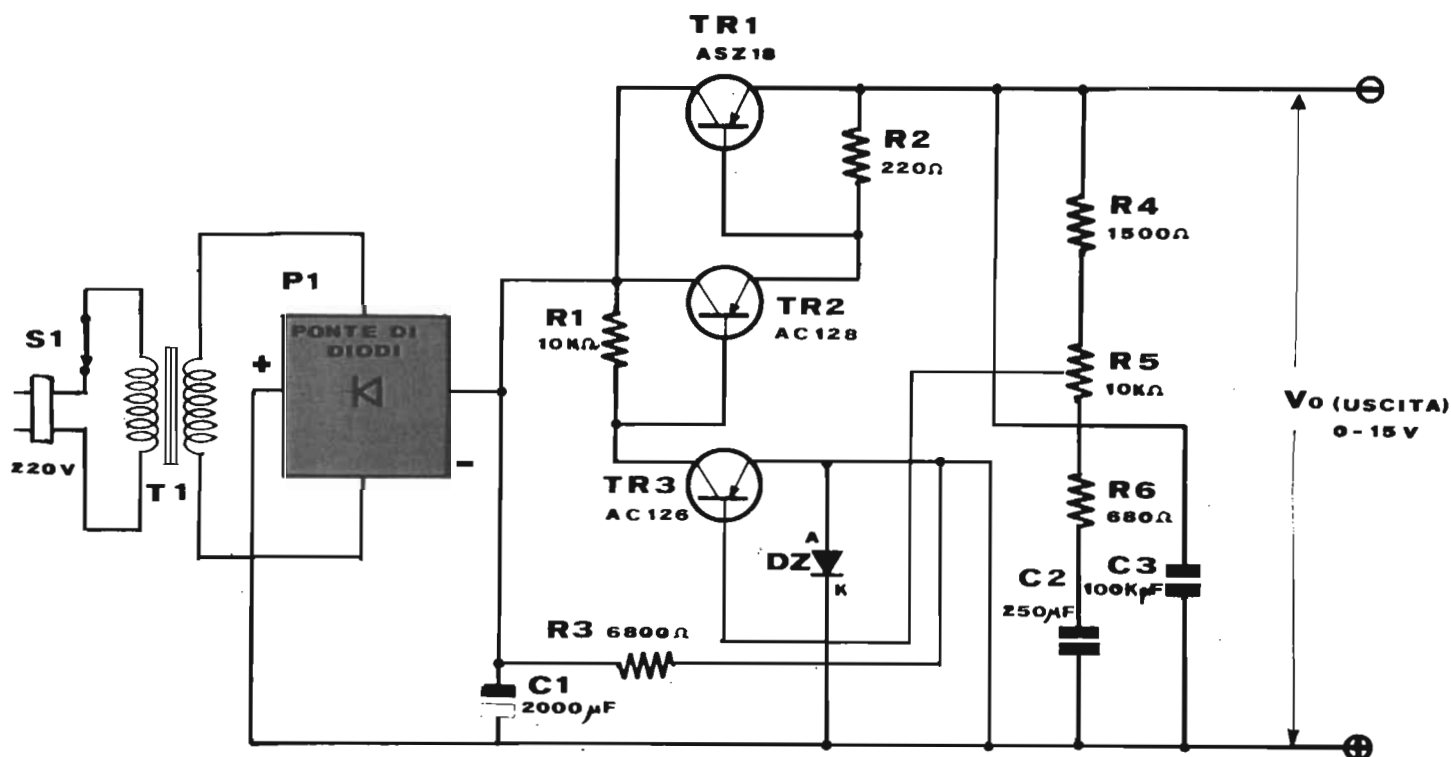
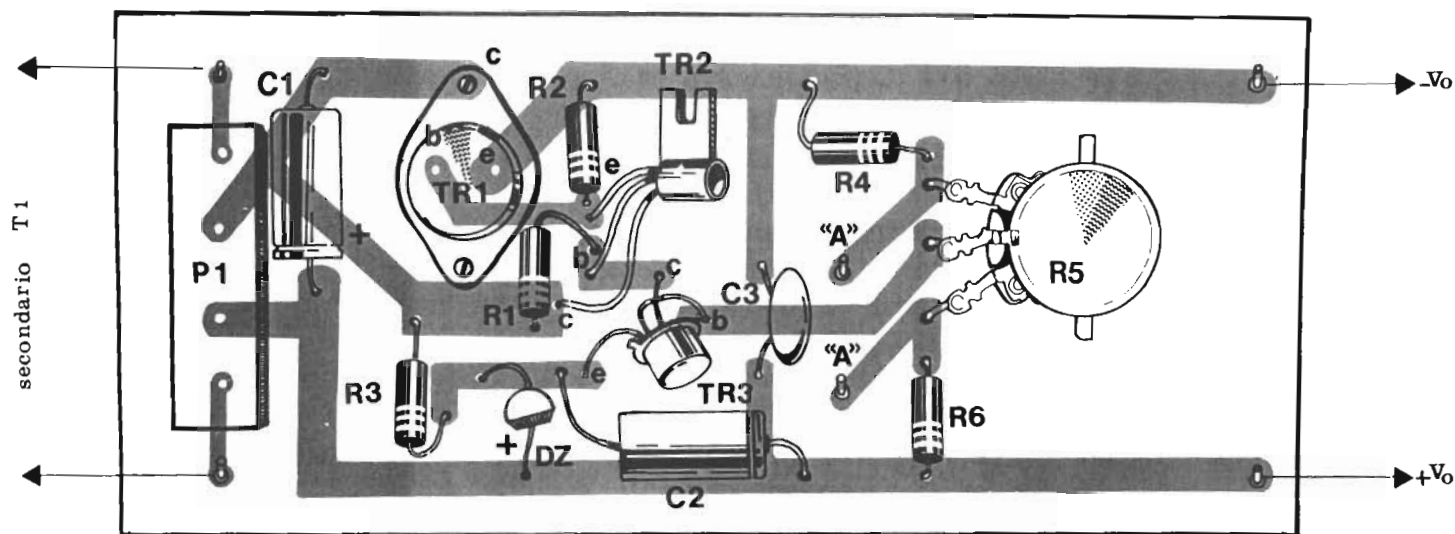



Fig. 17 - Disposizione dei componenti sul supporto con traccia stampata.

i materiali

C1 = Condensatore elettrolitico da 2000 μF/25VL.
C2 = Condensatore elettrolitico da 250 μF/25VL.
C3 = Condensatore da 100.000 pF/25VL ceramico.
DZ = Diodo Zener da 3V-1W, per esempio « BZX29-C3V3 ».
P1 = Ponte rettificatore formato da quattro diodi ciascuno da 50V-PIV, 1A.
R1 = Resistore da 10.000 ohm, 1W, 10%.
R2 = Resistore da 220 ohm, ½W, 10%.
R3 = Resistore da 6800 ohm, ½W, 10%.
R4 = Resistore da 1500 ohm, 1W, 10% (vedi testo).
R5 = Potenziometro lineare a filo da 10.000 ohm, 2W.
R6 = Resistore da 680 ohm, ½W, 10%.
S1 = Interruttore unipolare.
T1 = Trasformatore di alimentazione da 15W. Primario universale, o per 220V. Secondario 15 Veff. 1A.
TR1 = Trasformatore ASZ18, oppure OC28, ovvero 2N256, 2N376, 2N1555.

la coppia Darlington

Il trasformatore T1 eroga al secondario 15V eff., con una corrente massima eguale ad 1A. Questa tensione è rettificata dal ponte « P1 » e filtrata dal C1. La resistenza R3 porta nel regime di conduzione il diodo Zener « DZ ». Ai capi di quest'ultimo si ha quindi una precisa caduta di tensione; ovvero, un valore « calibrato » di tensione si stabilisce tra l'emettitore del TR3 ed il positivo generale. Nel contempo, la base del medesimo transistore è collegata al partitore formato da R4-R5-R6. R5, come si nota, è un potenziometro, quindi la tensione di base può variare da un minimo ad un massimo, rispetto a massa, situando il punto di

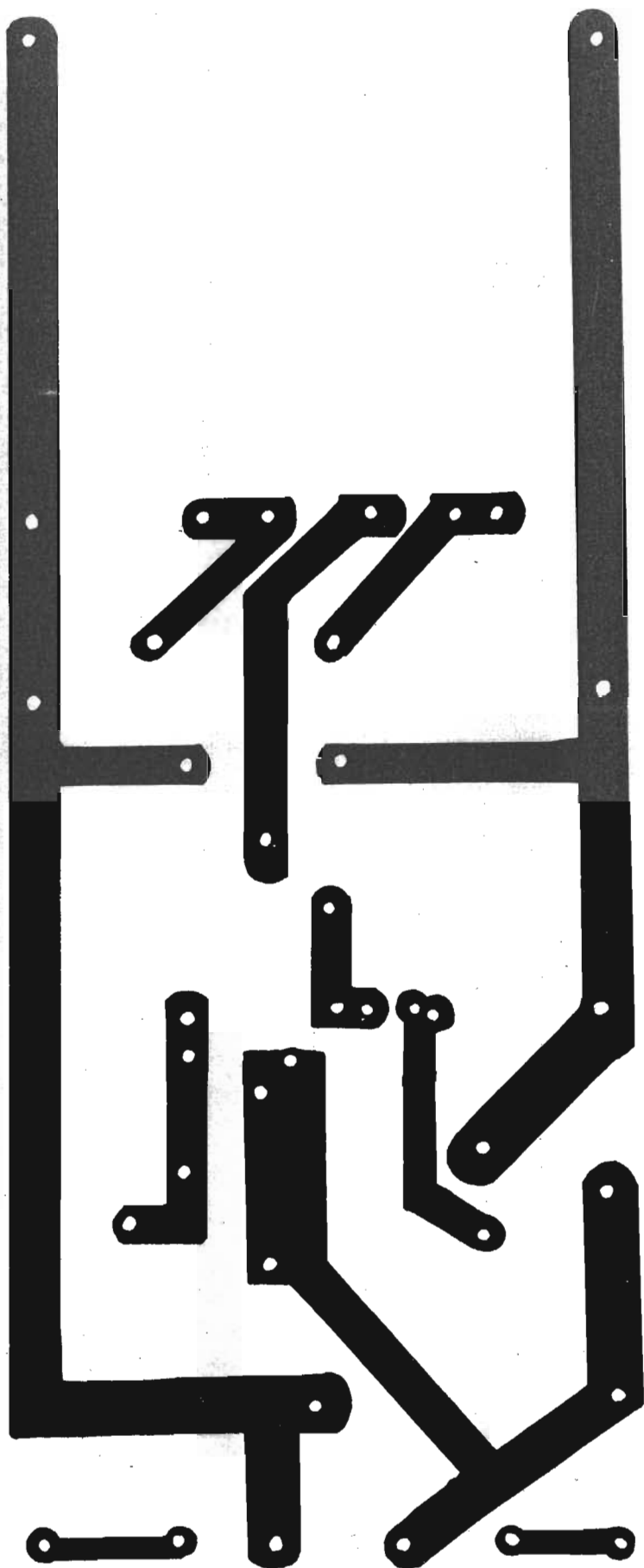



Fig. 17 bis - Progetto per la costruzione della basetta ramata dell'alimentatore di fiig. 16 in scala 1:1.

lavoro del complesso, secondo il principio di fig. 15.

Il TR3 è direttamente connesso al TR2, che a sua volta forma una « coppia di Darlington » con il TR1. La R1 limita la dissipazione del TR2, che comunque deve essere munito di un radiatore, la R2 migliora la stabilità della coppia TR2-TR1.
Il C2 serve per evitare il rumore generato dal DZ ed il cosiddetto « picco di rimbalzo » che si presenta all'uscita per un tempo brevissimo (millesimi di secondo) appena azionato l'interruttore, se appunto, esso manca, e che può risultare molto fastidioso.

C3, infine, serve a spegnere eventuali oscillazioni parassitarie che potrebbero verificarsi a causa dell'elevato guadagno della terna di transistori: il condensatore è comunque opzionale, perché impiegando il circuito stampato da noi previsto le oscillazioni non avvengono, e ciò lo possiamo dire senza timor di smentite essendo stata prodotta una piccola serie di questo alimentatore, per uso industriale, senza che alcun apparecchio denunciasse inneschi o altri fastidi.

OPERAZIONI DI CABLAGGIO

Passiamo ora al montaggio.

Ancora una volta, un pannello stampato regge ogni parte ad eccezione del trasformatore e dell'interruttore.

La traccia del circuito appare nella figura 17.

TR1 deve essere munito di radiatore ad alette: non occorre un elemento di grandi dimensioni: quello visibile nelle fotografie è più che sufficiente. Anche TR2 necessita di un radiatorino: l'aletta Philips prevista proprio per l'AC128 è ciò che serve.

TR3 invece lavora in un regime di dissipazione molto modesto, quindi non si prevede alcun raffreddatore ausiliario.

Nel nostro prototipo, R5 è montato sullo chassis: questa è certamente una soluzione opinabile, che il lettore può scartare decidendo di fissare il potenziometro sull'involucro.

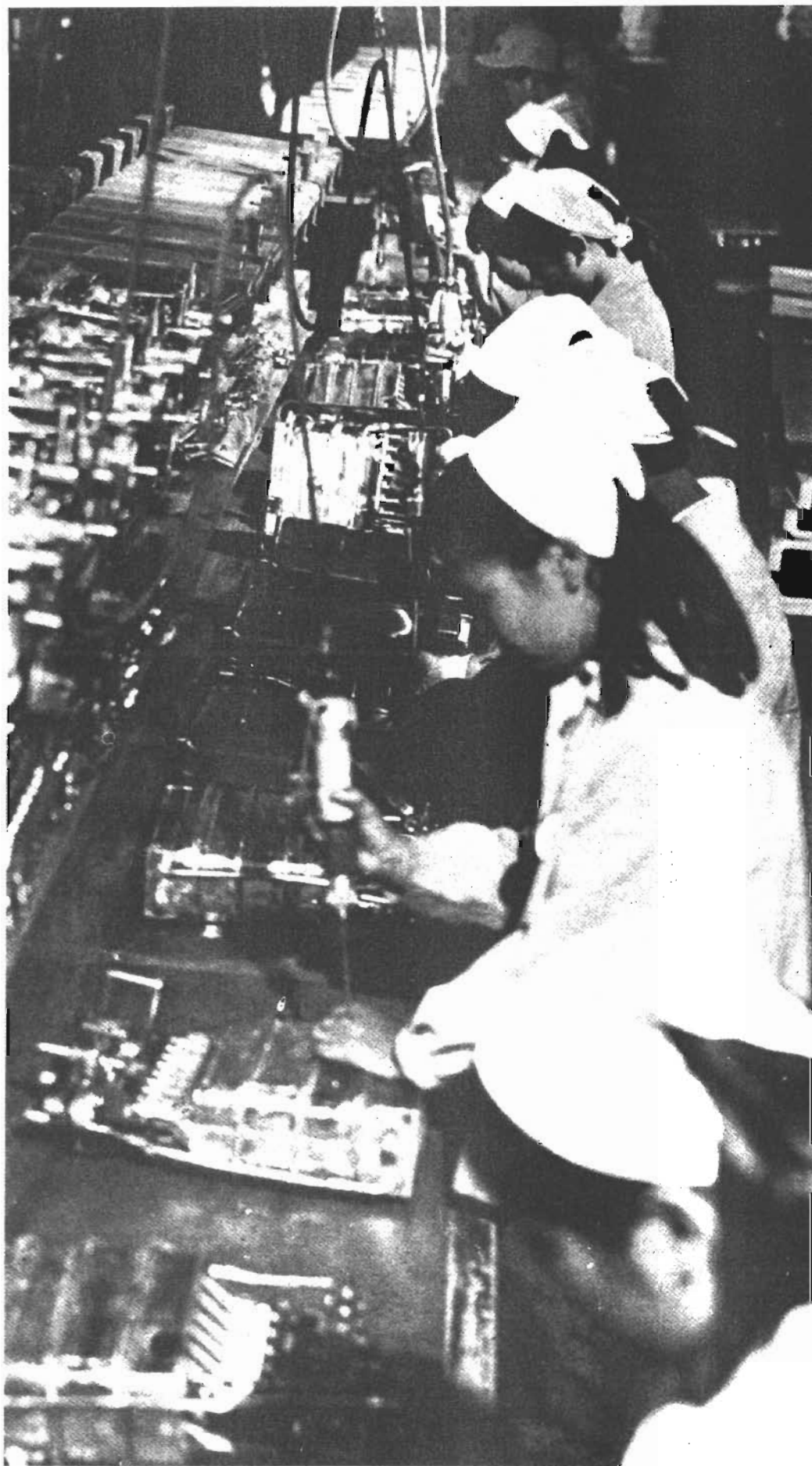
Impiegando le solite precauzioni, anche questo montaggio risulterà semplicissimo, ed un paio d'ore saranno più che sufficienti per completarlo e collaudarlo.

Passiamo ora alla prova.

All'uscita collegheremo il carico arcinoto: una resistenza che può avere un valore compreso tra 82 e 150 ohm, o minore o maggiore con un ulteriore 30% di variazione: la dissipazione di questa dipenderà dal valore adottato: sia esso il maggiore, e basteranno 2-3 Watt « ad abundantiam », sia il minore, ed allora converrà l'impiego di un elemento più... robusto.

Il consueto tester sarà collegato all'uscita, ed azionato S1 si ruoterà R5 per verificarne gli effetti di controllo.

Se il comportamento dell'apparecchio è normale, la tensione all'uscita deve variare in maniera piuttosto lineare, senza « salti » di valori e senza che un piccolo spostamento dia luogo a mutamenti improvvisi ed importanti.

Ciò varrà da 3,5V in poi, comunque, perché ai valori più bassi di tensione la lettura sarà logaritmica. Questo difetto dell'alimentatore è scusabile perché ben di rado sarà necessario alimentare un dispositivo elettronico con una precisa tensione compresa tra

Le operazioni di cablaggio: procedimento industriale.

0 e 3V. Questi livelli sono anzi decisamente insoliti.

Per altro, può avvenire che in nessuna delle posizioni di R5 si possa azzerare la tensione « VO » oppure raggiungere il massimo previsto: nel primo caso sarà necessario ritoccare in diminuzione la R6, nel secondo si dovrà ridurre la R4. In entrambi i casi le variazioni non dovranno superare il 20-25% del valore annunciato. Ora, prima di chiudere con l'elenco dei materiali quest'ultima descrizione relativa agli alimentatori, ricorderemo al lettore che nessuno dei dispositivi trattati prevede la protezione dai cortocircuiti: essa può essere facilmente aggiunta ponendo in serie a qualsiasi apparecchio (sull'uscita, ovviamente) un relais che con un contatto interrompa il carico e con l'altro si mantenga « autoattratto ».

la protezione dai cortocircuiti

Suggeriamo questa soluzione, perché la descrizione di un ulteriore circuito autoprotetto ci parrebbe eccessiva. E' necessario rammentare che questo manuale non tratta gli alimentatori elettronici, ma che essi sono solo una parte della materia prevista, quindi, quanto detto sarà sufficiente senza meno.

Impiegando i dispositivi di alimentazione visti, il lettore abbia cura comunque di non agire a casaccio: se non è particolarmente sfortunato, la protezione dai cortocircuiti non dovrebbe essere un accessorio strettamente inevitabile, ma un accessorio, appunto: e nulla più!

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

VOLTMETRI ELETTRONICI

Chiunque desideri costruire un voltmetro elettronico, oggi può farlo con estrema disinvoltura: potremo dire: prendete un partitore resistivo, un transistor ,meglio se FET (a causa della resistenza d'ingresso) un circuito di bilanciamento, un indicatore milliamperometrico, una pila. Cablate con attenzione il tutto, servitelo freddo: sì, perché se fuma, manifesta la precisa intenzione di non funzionare.

E... eseguita la prescrizione o « ricetta », cosa si ottiene?

Un soufflé di voltmetro elettronico, pronto a sgonfiarsi come ogni soufflé degno di questo nome non appena si passa alla calibrazione. Il montaggio ultimato, infatti non si sa « cosa » indichi! Collegando una tensione qualsivoglia all'ingresso, l'indice dello strumento può andare a fondo scala, o fermarsi a metà: giusto, ma « perché »? Qual è la tensione? Ecco « sgonfiato » l'apparecchio, che decade dal « professionale » per divenire un « coso » dall'impiego impossibile!

E... come si può fare a renderlo utilizzabile?

cosa si legge in fondo scala

Semplice, basta « calibrarlo »: prendere una serie di tensioni note e regolare i vari fondo-scala perché lo strumento indichi, poniamo, 1Vfs, 10 Vfs, 100 Vfs... e di seguito. In tal modo sarà chiaro che l'indice a metà scala sulla portata « X 10V » manifesta una tensione eguale a 5V all'ingresso... o conseguentemente.

Tutto esatto, tutto lineare, anzi scusateci se abbiamo osato scherzare, prima: ma appunto, scherzi a parte, « dove » le prendiamo quelle tensioni che sono indispensabili per « calibrare » il voltmetro?

I vecchi testi cattedratici suggeriscono l'impiego di una pila

campione Weston, o di elementi al Mercurio purché freschi di fabbrica, ma ce lo vogliamo figurare lo sperimentatore che acquista, mettiamo, cinquanta pile al Mercurio per calibrare il suo strumento spendendo una cifra doppia di quella necessaria per tutte le parti del medesimo?

No; non ce lo figuriamo perché nessuno è tanto sciocco, di questi tempi: una volta, magari...

Occorre quindi, di base, una soluzione diversa, più attuale: una soluzione che si chiama calibratore.

Questo strumento, che ora tratteremo, è progettato per erogare tensioni CC oppure CA dal valore esattamente previsto.

Per la CA, la tensione può essere data in V picco-picco, oppure in Veff.

Conoscendo la tensione, è facile regolare il nostro voltmetro, o un eventuale oscilloscopio economico del quale sia ignoto il guadagno verticale, o per paragone, valutare esattamente la tensione erogata da qualunque oscillatore audio. Vi sono poi altri impieghi che vedremo.

Per ora diremo solo che un buon calibratore, è già una base su cui lavorare per molti e molti successivi elaborati.

le fluttuazioni termiche

Vedremo ora un apparecchio del genere abbastanza interessante: è completamente « solid state », pur erogando una tensione massima di 100V, è semplice, non prevede parti costose come diodi « strani » di origine U.S.A., e non presenta ovviamente fluttuazioni termiche degne di rilievo o difficoltà d'impiego; inoltre, offre all'uscita tensioni CC « e » CA! Il circuito del calibratore appare nella figura 18.

Vi è innanzitutto un trasformatore munito di due secondari: S1, da 125V ed S2 da 12V. La tensione più alta è rettificata da due diodi (DS1-DS2) sì da costituire un sistema a « onda intera ».

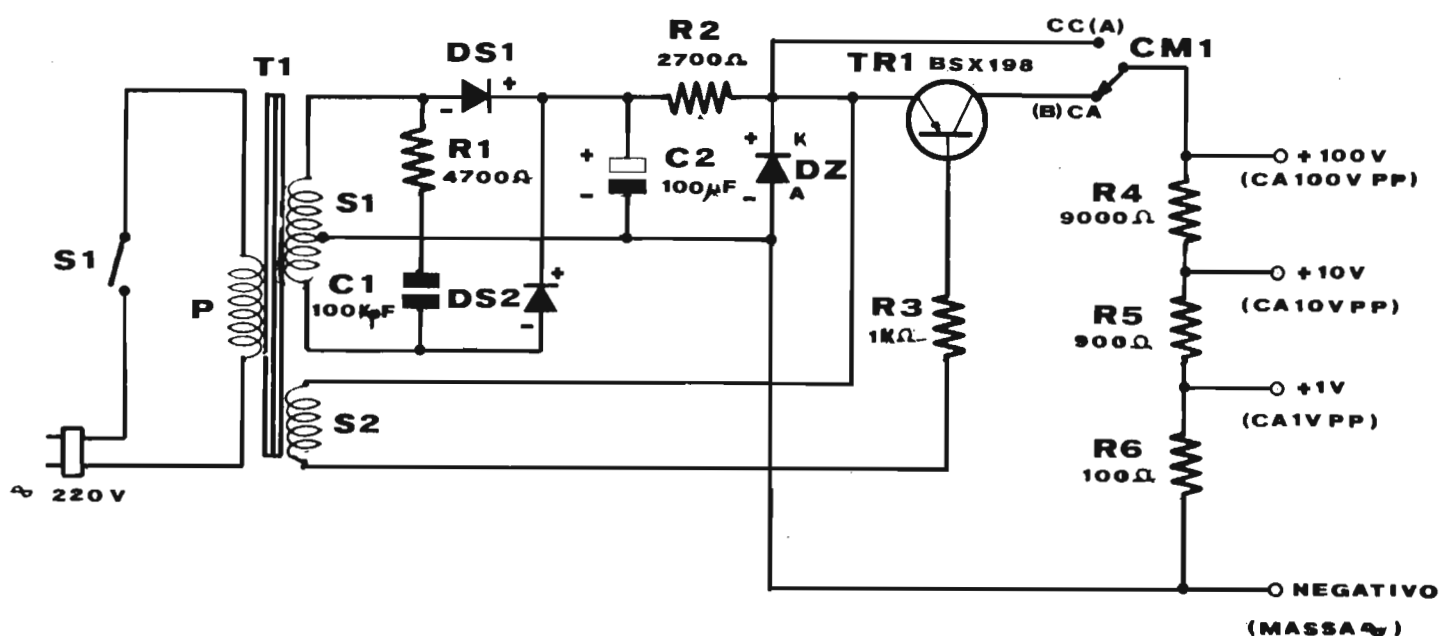



Fig. 18 - Schema elettrico generale di cablaggio di tensione.

Segue il condensatore di filtro C2, poi R2, poi il diodo Zener « DZ ». Quest'ultimo ha una tensione di crollo pari a 100V esatti (tolleranza 2%) e rappresenta il fulcro di tutto il sistema. Si tratta del modello 1N1795/A della International Rectifier (distribuzione al pubblico G.B.C.) che può anche essere richiesto con la tolleranza dell'1%. Essendo al Silicio, e compensato, questo diodo ha una deriva termica davvero trascurabile e due elementi da noi acquistati, hanno manifestato una tensione di crollo pari a 100, 922V e 100, 342V: ottimamente « centrati » rispetto al valore previsto.

Ebbene, se il CM1 è portato sulla posizione « A », la tensione di Zener è applicata ad un partitore costituito da R4, R5, R6. Ai capi di questo si possono leggere le tensioni di 1-10-100V, purché il carico sia molto leggero (e lo sarà: quasi tutti gli strumenti moderni hanno l'ingresso ad alta resistenza interna) e purché le resistenze dette siano molto precise nei valori.

resistenze e tolleranze

Odiernamente, reperire degli elementi resistivi a bassa tolleranza non è un problema: per esempio, scorrendo il catalogo G.B.C. (una Casa che ha negozi un po' dovunque, in Italia) alla voce DR/270 troviamo elementi da 2W (come servono a noi) all'1%. Alla voce DR/1700 e seguenti vedremo dei valori addirittura allo 0,5% di tolleranza.

Impiegando elementi del genere, le tensioni erogate dal calibratore potranno essere calcolate in una tolleranza migliore del 2%: non meno precise di quelle date dagli strumenti di costruzione industriale.

Portando CM1 sulla posizione « B » entra in azione il « chopper » costituito dal TR1: trattasi di un transistor al Silicio tipo BSX198, sostituibile con tutti i vari « Nixie Driver PNP » prodotti dalle varie Case odiernamente, dotati di una Vceo superiore a 150V e di un Beta migliore di 100 a 10 mA di IC.

Questo Chopper ha la base pilotata dalla tensione proveniente da « S2 », del T1: ovvero dalla rete-luce.

In tal modo è reso conduttore ed... « isolante » per ogni semiperiodo positivo che si presenti all'emettitore, mentre il corrispondente negativo è sulla base. Abbiamo allora una tensione dall'andamento pressoché quadro, che attraversa il partitore, dalla frequenza di 25 Hz e dall'ampiezza pressoché uguale al valore CC considerando gli estremi picco-picco.

In altre parole avremo 100V CC, oppure 100V CA/pp, 10V CC, oppure 10V CA/pp, 1V CC oppure 1V CA/pp, alle rispettive uscite. Insistiamo sul fatto che le tensioni di calibrazione sono date in picco-picco, perché altrimenti dalla misura potrebbero sortire grossolani errori.

IL CONTENITORE

Venendo al montaggio diremo che anche questo apparecchio è del tutto simile a quelli visti prima, nel profilo costruttivo: infatti, seppure dotato di speciali caratteristiche, un calibratore cos'è, se non un alimentatore?

Avremo quindi il solito pannello stampato (fig. 19) il contenitore metallico, e, sul fronte della scatola, CM1 ed S1 con le boccole per il prelievo delle tensioni calibrate.

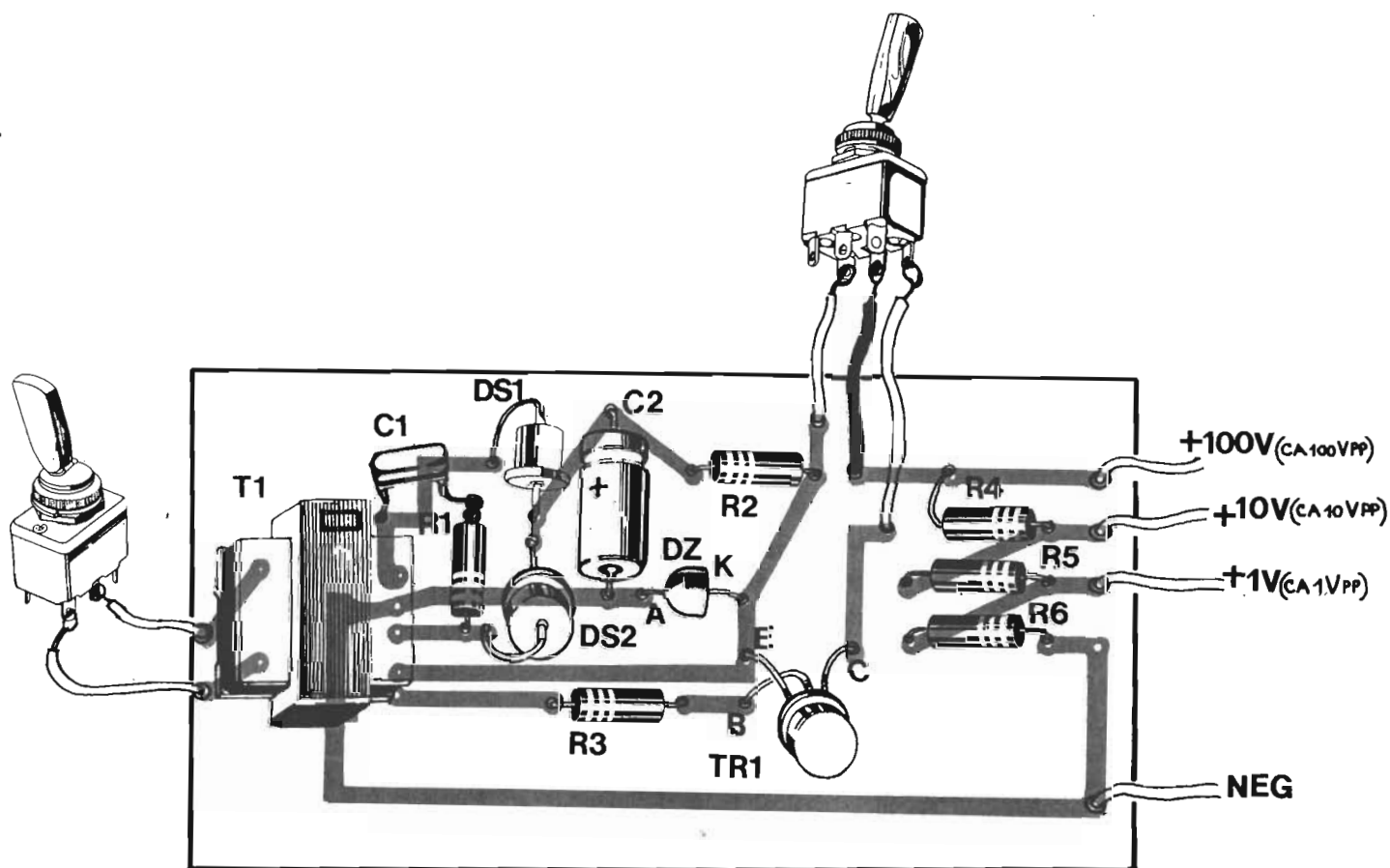



Fig. 19 - Montaggio dei componenti su basetta ramata.

Il pannello stampato sarà montato con ogni cura, nel rispetto delle polarità dei componenti: poi sarà fissato sul fondo della scatola metallica mediante quattro distanziali e bulloncini angolari.

I collegamenti tra il pannello stampato, T1, CM1, le boccole di uscita, saranno effettuati mediante cavetti flessibili infilati in una o più guaine.

Il collaudo del calibratore prevede l'impiego di un voltmetro elettronico, oppure di un oscilloscopio: se è disponibile il primo, con il CM1 sulla posizione « A » si misureranno le tensioni continue, che dovrebbero risultare esatte (esclusi errori di cablaggio o altre sviste). Poi, munito l'indicatore della sonda per le misure picco-picco, si potrà verificare il funzionamento in CA portando CM1 sulla posizione « B ».

Il collaudo con l'oscilloscopio è ovvio: l'ingresso verticale sarà collegato all'uscita +1V CC (1V CA pp), e nell'attimo della connessione, si vedrà la « traccia » balzare in alto di un « tantum » determinato dal guadagno dell'amplificatore verticale. Ciò, evidentemente, se CM1 del calibratore è posto in « A » (CC). Se CM1 è po-

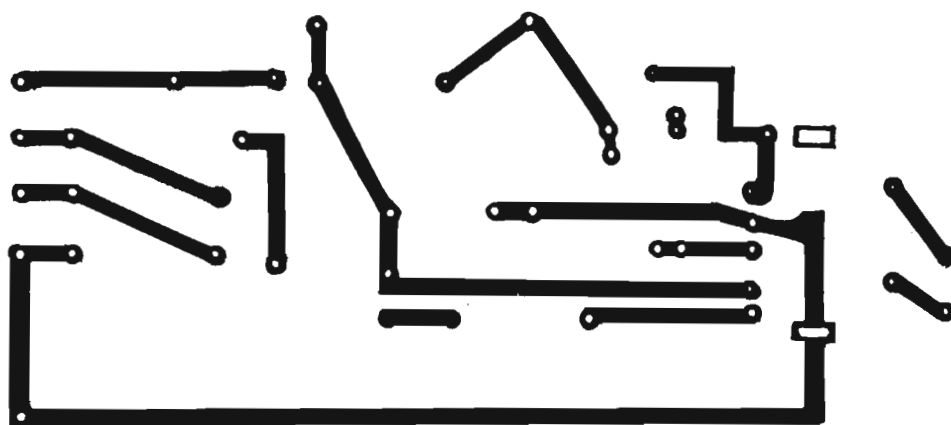



Fig. 19 bis - Traccia stampata del circuito di fig. 18 in dimensione reale.

i materiali

C1 = Condensatore da 100KpF, 500VL, ceramico o styroflex.
C2 = Condensatore elettrolitico da 100 µF, 500VL (250 VL).
DS1 = Diodo al silicio BY114, BY123 o analogo.
DS2 = Eguale al DS1.
DZ = Vedi testo. Zener da 100Vz esatti.
CM1 = Deviatore unipolare.
R1 = Resistore da 4700 ohm, ½W, 10%.
R2 = Resistore da 2700 ohm, 2W, 10%.
R3 = Resistore da 1000 ohm, ½W, 10%.
R4 = Resistore da 9.000 ohm, 2W, 1% (meglio 0,5%).
R5 = Resistore da 9000 ohm, 2W, 1% (meglio 0,5%).
R6 = Resistore da 100 ohm, 2W, 1% (meglio 0,5%).
S1 = Interruttore unipolare.
T1 = Trasformatore di alimentazione da 15W. Primario per 220V o universale, secondario AT: 125V. Secondario BT: 12V-0,6 A: G.B.C., Marcucci, Teli o equivalente.
TR1 = Transistore PNP al Silicio per controllo di tubi Nixie ed analoghi impieghi: Beta min. 100 a 5 mA, Vceo min. 150V. Modello tipico: BSX198; tutti gli equivalenti possono essere impiegati.

sto in « B » (CA) si scorgerà la forma d'onda, che una volta sincronizzata al limite inferiore dello sweep, apparirà come un segnale quadro-trapezoidale, un po' distorto, ma ancora sufficientemente esatto per consentire precise valutazioni. Se il lettore dispone di un « oscilloscopetto », certamente lo schermo non sarà calibrato, non riporterà indicazioni di tensione: il nostro apparecchio, allora, potrà trovare la prima applicazione pratica proprio per migliorare l'utilità dell'altro. Si potrà infatti prendere un foglio di plexiglass sottile, quadrettarlo ed applicarlo a mo' di « mascherina » sul tubo. Poi, marcando opportunamente il controllo del guadagno verticale, si potrà fare in modo che l'onda quadra del calibratore sia compresa tra due ordinate a 1V pp ed a 10V pp. Eseguita questa operazione, in seguito l'oscilloscopio potrà servire come voltmetro accurato per tensioni pp.

UN CALIBRATORE PER LA SOLA CC A DIODO ZENER «DOPPIO ANODO»

Nel corso della precedente descrizione abbiamo fatto cenno a « Diodi strani di costruzione U.S.A. » che potevano servire per la costruzione dei calibratori. Forse qualcuno sarà rimasto scontento di un accenno tanto vago, specialmente se, essendo a contatto con gli importatori di materiali americani, o potendosi far spedire dall'U.S.A. i componenti, magari da amici e parenti vari, non trova difficoltà a procurarsi queste « esotiche » parti.

Rimediamo alla lacuna ora, descrivendo un circuito adatto per la calibrazione CC dei vari strumenti. Il nostro eroga 1-2,5-5-10-20V con una precisione molto elevata, ed è basato sul « Diodo Zener a doppio anodo »: un dispositivo bidirezionale principalmente im-

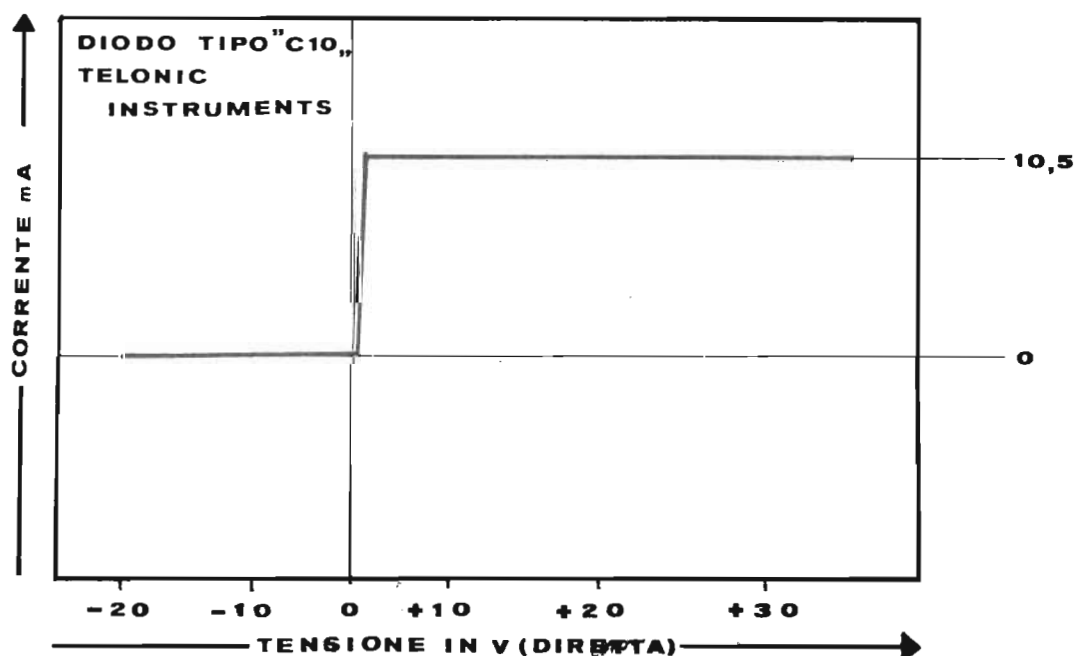



Fig. 20 - Curva caratteristica di funzionamento del diodo zener a doppio anodo.

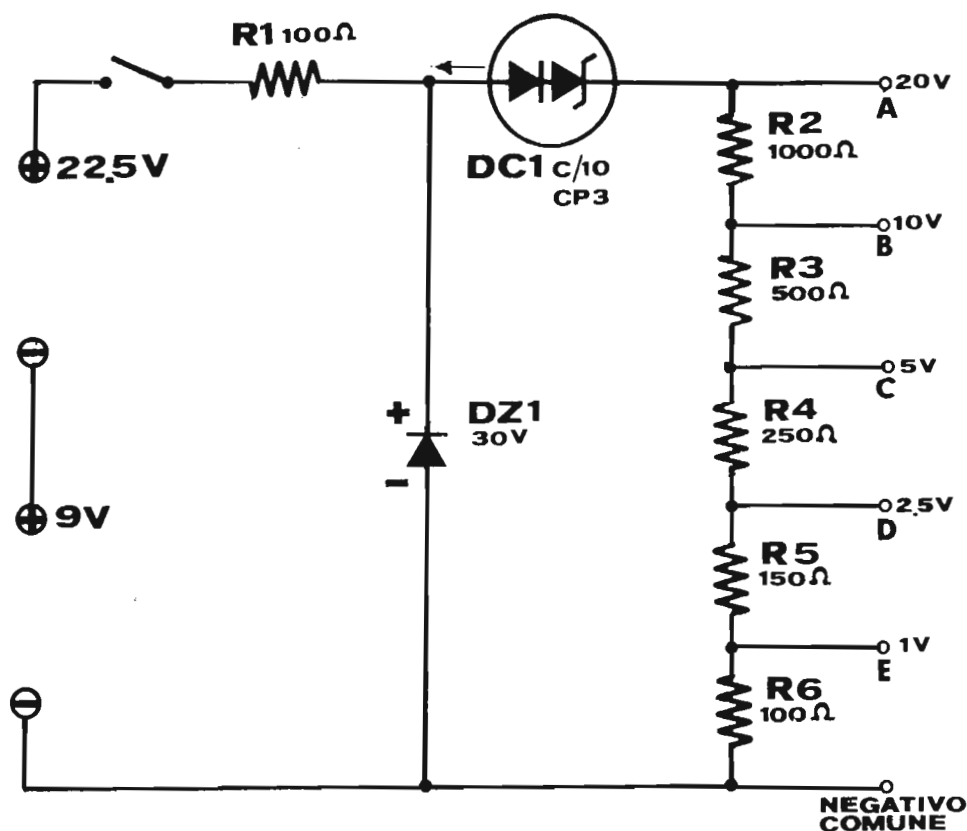



Fig. 21 - Circuito elettrico di calibratore per corrente continua.

piegato nei circuiti che richiedono una corrente costante di alimentazione.

Nella figura 20 indichiamo la curva caratteristica di funzionamento per questo semiconduttore, ed in essa è facile notare che la principale funzione è un « plateau » di corrente che non muta aumentando la tensione.

i diodi industriali

Noi abbiamo tracciata la funzione per un diodo tipo « C10 » della Telonic, che ha una corrente di lavoro pari a 10,5 mA; vi sono però altri modelli di « Double anode » costruiti dalla Motorola, dalla Circuit/Dyne e da altre industrie che hanno correnti « di plateau » che variano da 1 mA a 50 mA: la sola Telonic, di Laguna Beach, California, USA, ne propone qualcosa come 60 diversi tipi, alcuni dei quali si differenziano dagli altri per qualche centinaio di microAmpére nel valore stabilizzato.

Questi diodi, molto interessanti perché possono anche regolare le correnti in tutte e due le direzioni, nella maggioranza dei modelli, hanno il solo « torto » d'essere molto costosi. Il nostro « C-10 » è quotato per campioni e singole unità a $ 9. L'equivalente « CP3 », costruito per impieghi meno stringenti, costa pur sempre $ 8, e non si può dire che sia un prezzo moderato, per un diodo: sia pure tanto particolare.

Comunque, può essere che in seguito, con l'aumento del numero di pezzi costruiti e la concorrenza tra le Industrie il prezzo si... « normalizzi »: in questo caso, la descrizione che ora seguirà, sarà ancora più pratica.

Ma veniamo direttamente allo schema senza « profetare » ulteriormente (non di rado le profezie si rivelano errate!): fig. 21.

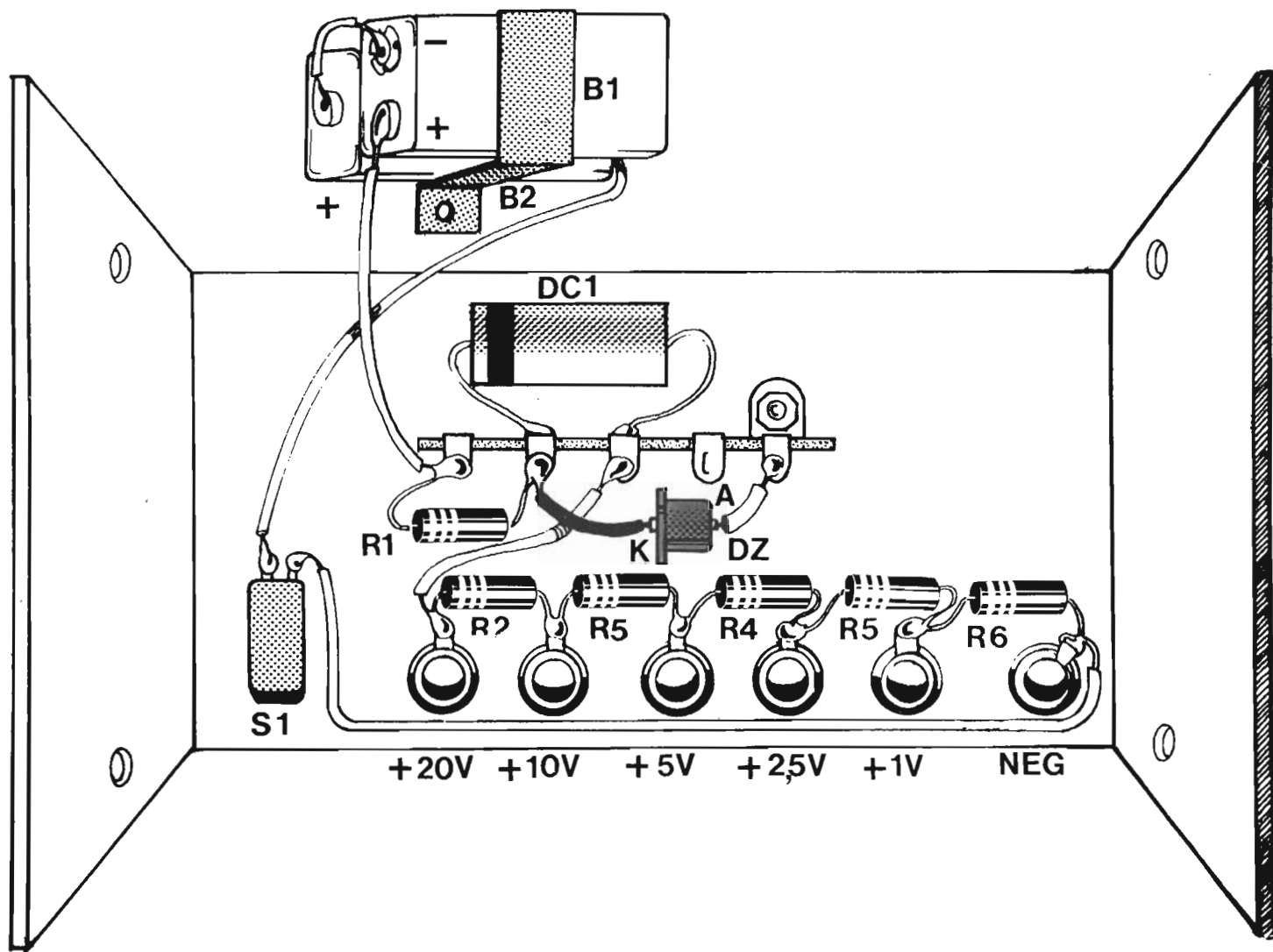
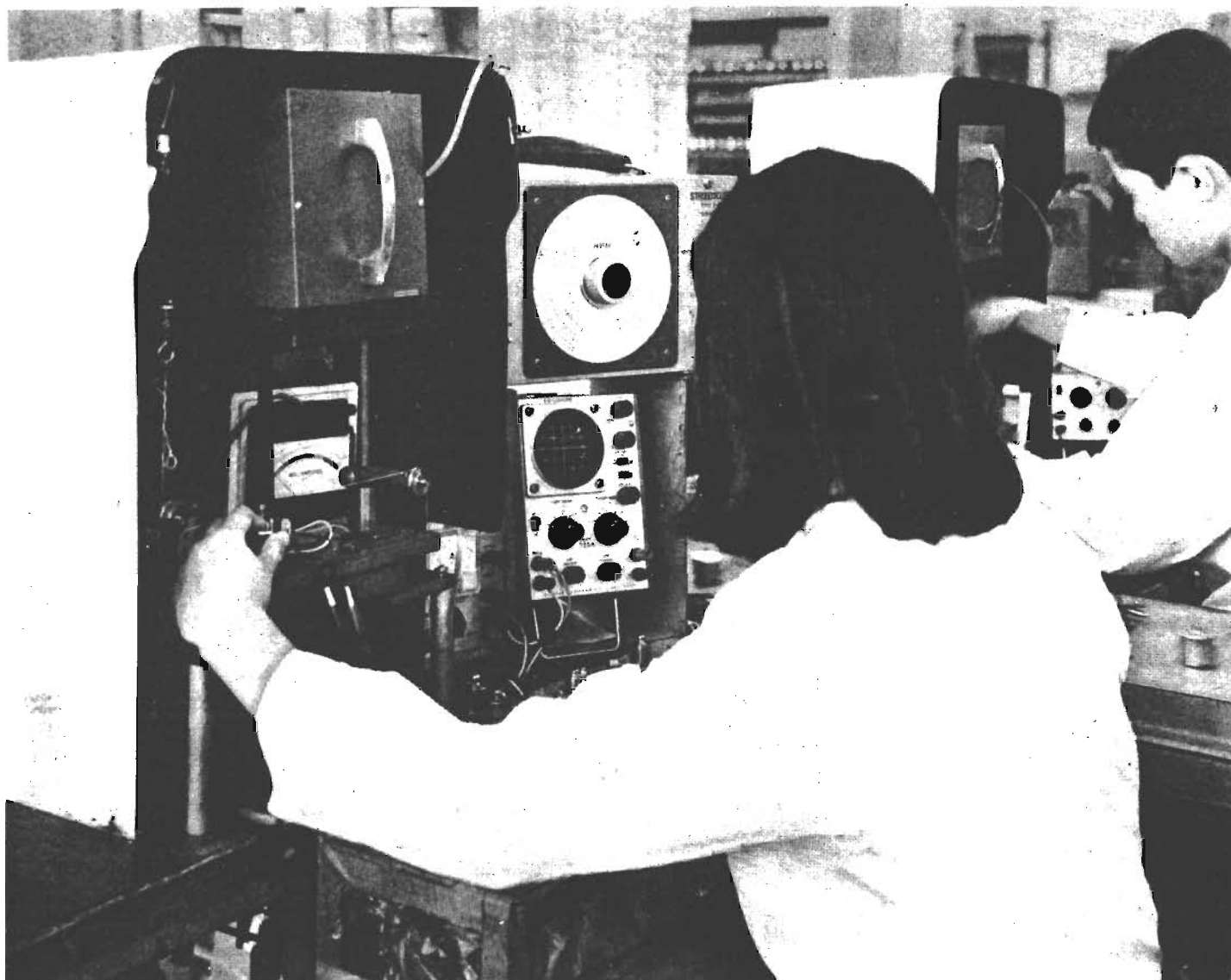



Fig. 22 - Disposizione pratica dei componenti nel montaggio definitivo.

i materiali

B1 = Pila da 22,5V (G.B.C. I/756).
B2 = Pila da 9V (elemento blindato Hellesens/G.B.C. I/762).
DC1 = Diodo Zener « a doppio anodo », corrente 10 mA: vedi testo.
DZ1 = Diodo Zener da 30V-500 mW; esempi: BZX29/C30, oppure 1ZC30/T10, oppure 1N725/B-C.
R1 = Resistore da 100 ohm, 1W, 10%.
R2 = Resistore da 1.000 ohm, ½W, 1%
R3 = Resistore da 500 ohm, ½W, 1%
R4 = Resistore da 250 ohm, ½W, 1%
R5 = Resistore da 150 ohm, ½W, 1%
= Resistore da 100 ohm, ½W, 1%
S1 = Interruttore unipolare per uso generico.

Le misure con i più moderni sistemi di laboratorio.

L'apparecchio utilizza due stadi: uno stabilizzatore di tensione munito di un comune Zener da 30V (DZ1) ed un limitatore di corrente che appunto impiega il « C10 ».

Quest'ultimo alimenta un partitore di tensione formato da R2-R3-R4-R5-R6, ed essendo note corrente e tensione, la precisione dei valori di tensione presenti alla serie di attacchi esterni dipende quasi unicamente dalla precisione delle resistenze dette. Ponendo che esse abbiano una tolleranza dell'11 per cento o migliore, il calibratore avrà prestazioni perfettamente all'altezza degli apparati industriali che sono quotati ben oltre alle ventimila lire nette, costo circa doppio di quello per le parti del nostro e risultano per di più reperibili solo a fatica.

IL MONTAGGIO

Ciò detto, non ci pare necessario fornire altri dettagli per così dire « teorici », quindi passiamo ancora una volta ai « ferri »: al montaggio.

Il calibratore trattato, è uno strumento dalla costruzione insolitamente semplice: prevedendo una scatoletta metallica Teko da 100 x 40 x 70 mm., sul « pannello » (superficie maggiore frontale) si possono fissare sei boccole ben isolate, che serviranno per l'uscita delle tensioni calibrate e la massa generale. Poi S1. Tra le boccole, da una all'altra, potranno essere direttamente saldate le R2, R3, R4, R5, R6. Una basetta portacontatti reggerà R1, DZ1, DC1. Le pile B1 e B2 potranno essere « impacchettate » con un giro di scotch-tape o similare e fissate allo chassis mediante un « cavaliere » metallico.

la misura delle tensioni

Null'altro: rispettate le polarità dei componenti principali, il tutto dovrebbe subito funzionare senza la minima difficoltà. Il collaudo del calibratore è molto semplice: con uno dei moderni testers a 50.000 Ω per V, o meglio, con un voltmetro elettronico, si misureranno le tensioni disponibili, che dovranno risultare quelle previste. Se durante questa prova si riscontra una notevole differenza rispetto ai valori previsti, può esservi un errore di cablaggio, ed i collegamenti dovranno essere verificati.

Se invece le differenze appaiono lievi... sarà, lo strumento a dover essere controllato, perché impiegando le resistenze prescritte e tutte le parti segnalate, il calibratore risulta certamente più preciso dei comuni testers e voltmetri elettronici!

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

MICROAMPEROMETRI TRANSISTORIZZATI

Non era trascorso un paio d'anni dall'immissione sul mercato del primo transistor prodotto in serie (CK721 Raytheon, licenza Bell Telephone) quando Rufus Turner, negli U.S.A. pensò di utilizzare il « nuovo dispositivo » a scopi di misura, realizzando alcuni voltmetri elettronici che apparvero sulla Rivista « Radio Electronics » nel 1954, precisamente nel numero di Dicembre, pagina 54 e seguenti.

Si trattava di « strumenti » per modo di dire; cose rudimentali se viste col senno di poi, ma che gettavano le basi di una idea: scusate se è poco.

i tester professionali

Oggi che il voltmetro elettronico transistorizzato è una normale produzione di serie dell'industria, quegli schemi paiono risibili ma li prenderemo ad esempio, debitamente « modernizzati » per un fine didattico: per la migliore comprensione di « come » possa funzionare il sistema « Transistor + Indicatore » realizzando un tutto pratico e razionale.

Inizieremo col dire che i voltmetri elettronici a tubi, oggi in via di obsolescenza, hanno un sistema di alimentazione che per il solo fatto di dipendere dalla rete-luce è irrazionale.

Infatti i « Testers », che indubbiamente comprendono anche i nostri, hanno insito il concetto « di portatilità » e cavi e prolunghe compromettono irreparabilmente questa funzione basilare.

Gli strumenti che impiegano i transistor al posto dei tubi non hanno questi scomodi « legami » e inoltre lavorano pressoché « a freddo » con un ovvio vantaggio per quel che riguarda la stabilità a medio termine.

Inoltre è da notare che l'ingombro, per gli strumenti portatili,

è fondamentale: ebbene, tubi e relativi alimentatori, certamente non favoriscono la realizzazione di apparati compatti: per contro, la miniaturizzazione consentita dai transistor permette di utilizzare lo spazio disponibile a tutto vantaggio di una grande scala per l'indicatore che favorisce una lettura facile e razionale: per non dire poi del peso e della robustezza meccanica che decisamente volgono a favore degli strumenti « solid state ».

Concluderemo dicendo che studi recenti (Electronic Engineering, Electronic Design, Electronics, Proceedigs of I.R.E.) dimostrano la vita operativa pressoché « infinita » dei transistor, che decisamente non paiono soggetti ad esaurimento. Questa uniformità nel tempo delle prestazioni dei semiconduttori va a tutto vantaggio della stabilità delle portate a fondo-scala, della linearità di misura, della precisione a lungo termine dello strumento: per cui, ogni ulteriore considerazione è certamente oziosa.

CIRCUITO BASILARE A TRANSISTORI PER LA MISURA DEI MILLIAMPÈRE

Nella figura 23, vediamo lo schema fondamentale di impiego per il « transistor + indicatore milliamperometrico ».

Con uno strumento a bobina mobile da 1 mA fondo-scala, si può ottenere la piena deflessione da parte di una corrente d'ingresso che valga solo 50 μA. La « moltiplicazione di portata » è un effetto del guadagno dato dal transistor che è impiegato con l'emettitore comune. Come è noto, in questa configurazione, l'incremento in potenza dipende largamente dal carico: ebbene, nel nostro caso il « massimo » valore è sulla base dei 200 ohm, a causa di R1, quindi anche impiegando un AC126 o analoghi transistor ad alto guadagno non è possibile ottenere un Beta migliore di 20-30, per cui, ponendo 50 μA x 20, abbiamo appunto 1 mA.

E' da notare che la tensione di alimentazione, eguale a soli 1,5V, esclude un proficuo impiego dei transistor al Silicio, di massima, o almeno impone per questi ultimi dei valori « difficili » relativa-

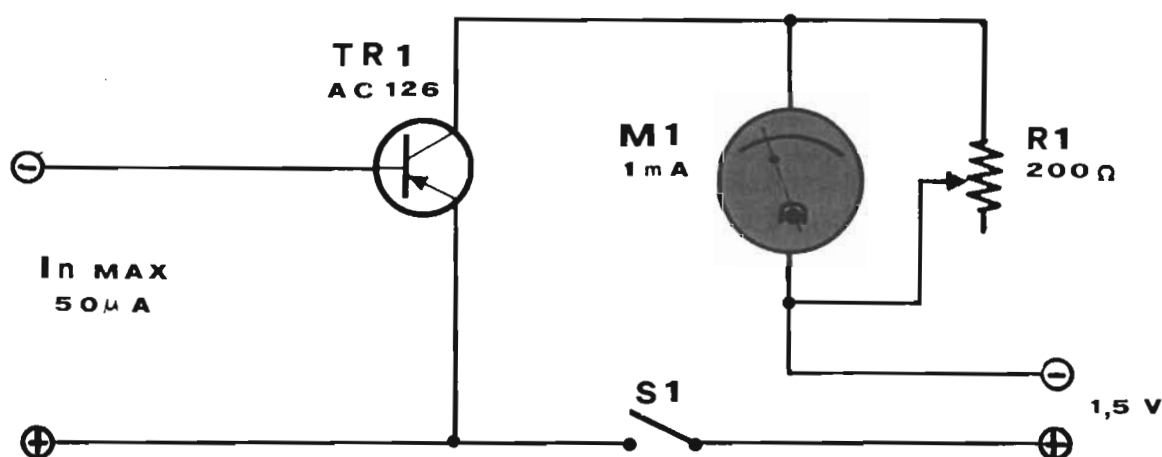
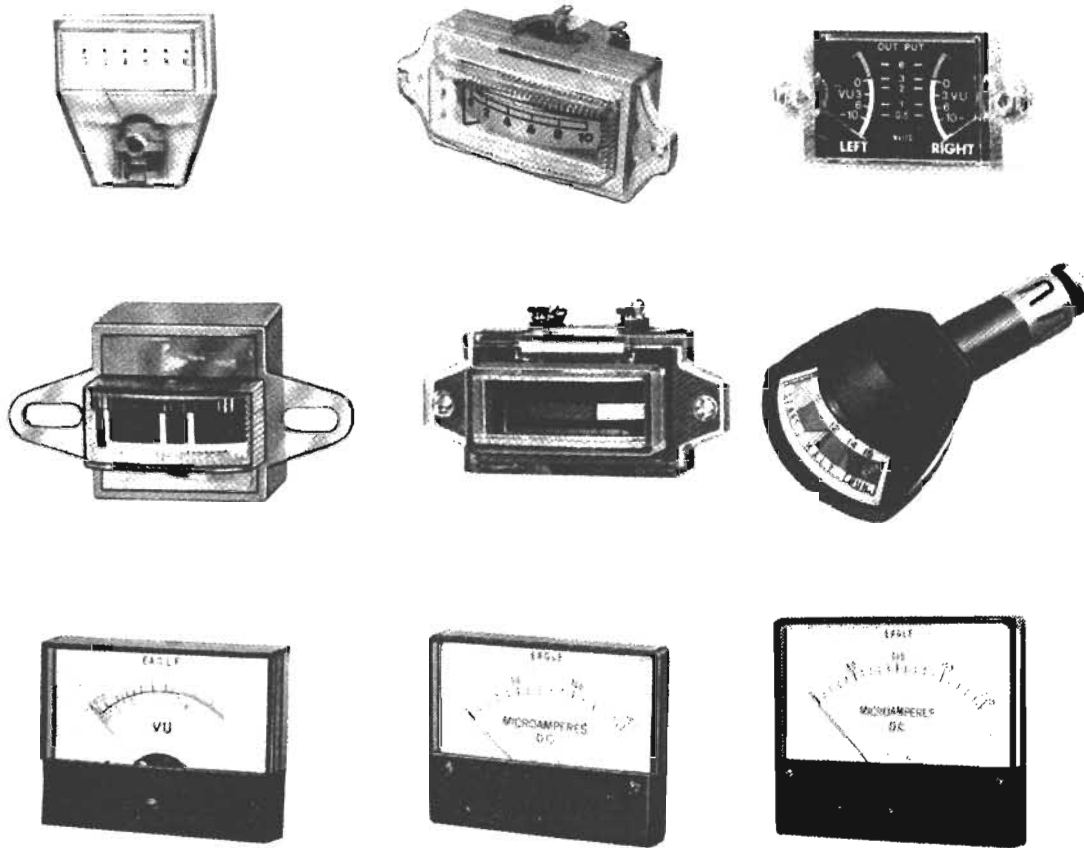



Fig. 23 - Circuito basilare di microamperometro transistorizzato.

Vari esempi di strumenti di misura. I formati e le classi di precisione sono diversi.

mente al migliore impiego. Scorrendo le curve dei transistor al Silicio noti, poniamo BC282, BC154 e similari, vedremo che il guadagno migliore si ottiene solamente a 10-15 mA di IC, mentre scendendo sulla base degli 1-2 mA di IC si ha un valore paragonabile a quello dato dai transistor al Germanio, se non peggiore.

Ora, il circuito di figura 24, per elementare che sia, è già un Ma torniamo allo schema di figura 23.

quando la risposta è lineare

R1, collegato in parallelo all'indicatore, serve come shunt, quindi per regolare il massimo fondo-scala con una corrente di ingresso di 50 μA quale che sia il guadagno offerto dal TR1. Se la regolazione relativa è ben fatta, la risposta sarà lineare: una corrente di 25 μA farà salire l'indice a metà scala, una corrente di 12,5 μA determinerà la lettura di 250 μA, sempreché sia mantenuta la scala originale dell'indicatore.

Il principale difetto di questo indicatore, è che il TR1, essendo al Germanio, come abbiamo detto, ha una rilevante Ico, che per i modelli correnti non professionali vale almeno 20-30 μA.

Questa corrente parassitaria non permetterà mai il perfetto azzeramento dell'indice. Un tempo, chi costruiva questo genere di indicatori usava portare la vite di azzeramento meccanico del milliamperometro « un po' sotto » allo zero, in modo da ottenere l'azzeramento « dinamico » per via della corrente parassitaria: un accorgimento che oggi fa sorridere.

Vedremo tra poco altri metodi di regolazione più razionali.

Fig. 24 - Microamperometro a transistor con dispositivo di azzeramento.

CIRCUITO BASILARE DI MICRO-AMPEROMETRO MUNITO DI AZZERAMENTO

Commentando il circuito della figura 23 avevamo rammentato la pratica arcaica di « superazzerare » l'indicatore milliamperometrico per ottenere la cancellazione della Ico del transistor.

Questa pratica, ovviamente sperimentale, non poteva certamente compensare la « deriva » della Ico: leggi la fluttazione termica della medesima, continuamente variabile.

Ben presto, comunque, rammentando i sistemi di regolazione per i voltmetri elettronici a tubi, i progettisti realizzarono i pri-

i materiali

B1	=	Pila « a torcia » da 1,5V.
M1	=	Indicatore milliamperometrico da 1 mA fs. (MEGA oppure I.C.E.).
R1	=	Potenziometro lineare a filo da 200 ohm, semifisso.
R2	=	Resistore da 510 ohm, ½W, 5%.
R3	=	Eguale ad R1.
R4	=	Potenziometro a filo da 5.000 ohm, variazione lineare.
S1	=	Interruttore unipolare di qualunque tipo.
TR1	=	Transistore AC126, oppure SFT321, SFT353, AC151II, AC151III.

C
B
E
R4
R1
M1
TR
R2
R3
S1
—
INGRESSO
50μA
+
+B
—B

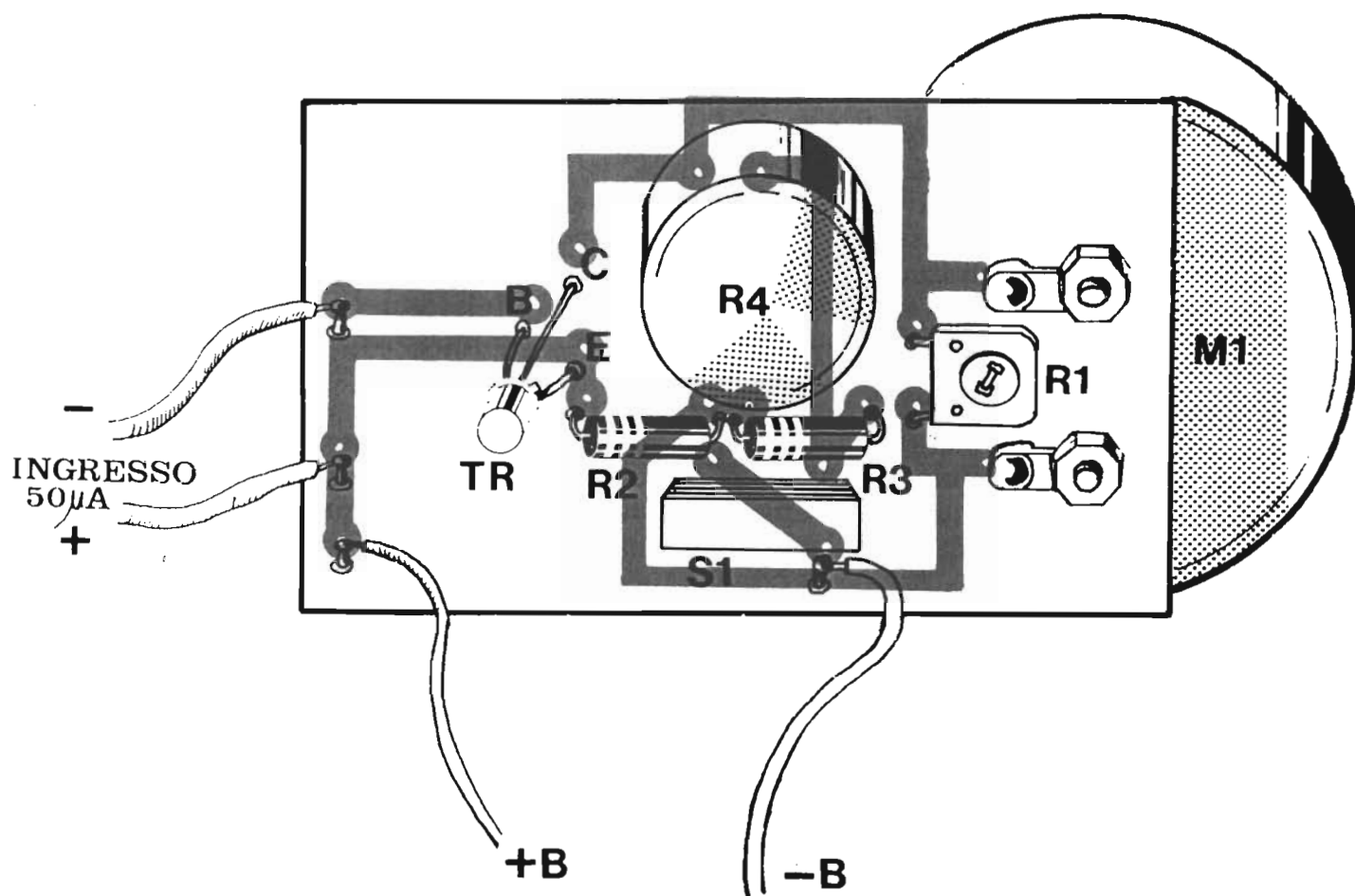



Fig. 25 - Realizzazione definitiva del progetto di fig. 24.

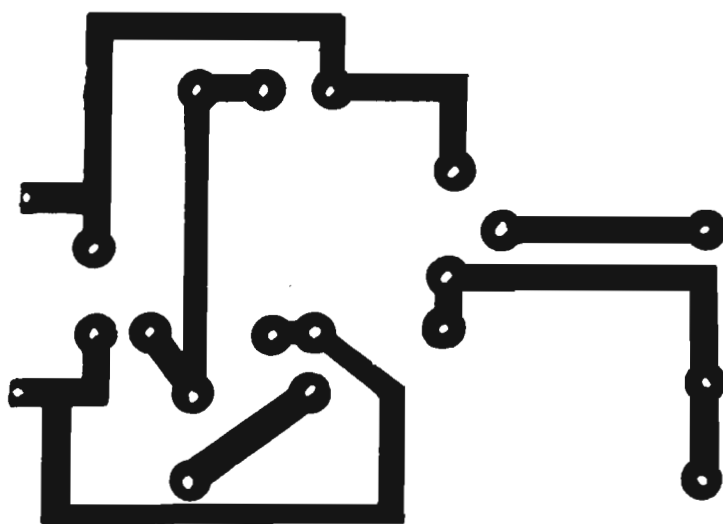



Fig. 25 bis - Pista stampata al naturale del progetto di fig. 24.

mi circuiti di segnalazione muniti di un « ponte azzeratore » anche per i transistori.

Uno di questi appare nella figura 24.

azzeramento del ponte

Di base, lo schema è identico a quello di figura 23, tranne che per R2, R3, R4. L'ultima, in effetti un potenziometro, costituisce con il circuito collettore-emettitore del transistore un ponte che può essere azzerato in qualunque condizione di Ico, quindi di temperatura: il sistema raggiunge il bilanciamento quando R4 = Rt, ove « RT » rappresenta l'AC126 impiegato.

L'unico difetto del sistema è un flusso continuo di corrente disperso tramite R2-R3; questa corrente è però debole, dell'ordine di 1,5 mA o analoga: del tutto tollerabile.

Ora, il circuito di figura 24, per elementare che sia, è già un esempio pratico di microamperometro-microvoltmetro transistorizzato direttamente realizzabile per le misure di entità CC deboli: la resistenza di ingresso del sistema vale circa 8.000 ohm; non troppo scarsa per molte funzioni.

Chi volesse costruire l'apparecchietto potrà impiegare il circuito stampato di figura 25: come si nota, R1 è semifisso: infatti può essere regolato una volta per tutte con 50 µA di corrente di ingresso. Per contro R4 è il « controllo » variabile e disponibile per azzerare lo strumento nelle diverse condizioni ambientali riferite alla temperatura.

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

OSSERVAZIONI
ED ESPERIENZE

VOLTMETRI A FET

Dal circuito di figura 24, aggiungendo un semplice gruppo di resistenze « moltiplicatrici » all'ingresso e un condensatore di by-pass per le tensioni CA o i segnali, è facile ricavare un testerino assai « handy », pratico, per il lavoro di laboratorio: fig. 26.

Vediamone i dettagli. L'indicatore sarà da 100 μA, e con questo valore di fondo-scala si può ottenere la completa deflessione con una corrente di ingresso che valga appena 10 μA. Paragonando questo strumento con un voltmetro convenzionale possiamo allora dire che il nostro ha una sensibilità molto buona: 100.000 ohm per V; infatti questo è il valore assunto per calcolare R1-R2-R3-R4-R5. Queste, producono dei valori f.s. in cc pari a 1-5-10-68-250V. I primi tre servono ovviamente per le misure sui circuiti transistorizzati; gli altri due sono previsti per valutare le tensioni delle pile da 22,5-45-67,5V, che non di rado s'incontrano anche negli schemi « solid-state », nonché le tensioni anodiche di apparecchi impieganti tubi elettronici.

l'aumento delle portate

Se il lettore trova i valori detti poco razionali, il rimedio è semplice: le resistenze possono essere cambiate come è opportuno. Per esempio, volendo nella terza portata un fondo-scala di 120V al posto dei 68V considerati, la R4 può essere elevata a 12 Megaohm; o, per 150V, a 15 MΩ...

Così di seguito e identicamente per le altre portate o altri valori, sempre sulla base dei 100.000 ohm X/V.

Nulla impedisce, tra l'altro, che le cinque portate da noi previste siano aumentate a 8, 12, o come il lettore preferisce.

Relativamente al C1, diremo che esso deve essere di qualità molto buona: nel prototipo si usa un Wima in Styroflex (distri-

per un buon filtraggio

buito dalla G.B.C.) serie MKS. Il valore non è critico; si può usare come C1 un elemento da 10.000 pF, da 22.000, da 33.000, da 47.000. Un C1 più ampio darà logicamente un effetto di filtraggio migliore ma appena azionato S1, interruttore generale, il condensatore caricandosi, produrrà un « balzo » notevole dell'indice che può battere a fondo scala. Veda quindi il lettore il compromesso più valido tra l'iniziale instabilità ed il buon filtraggio.

Passando dall'ingresso del circuito all'uscita troviamo il solito circuito a ponte con R9 (semifisso) calibratore, ed R8 che serve come sempre per controllare l'azzeramento.

Non riportiamo lo schema costruttivo di questo indicatore perché esso rispecchierebbe pedissequamente la figura 25 con l'aggiunta di un commutatore e di qualche resistenza.

Passiamo piuttosto al collaudo del voltmetro.

Rammenterete il concetto premesso nel primo capitolo: cioè « uno strumento elettronico può servire per metterne a punto un altro ». Nel caso nostro presente, l'apparecchio non potrebbe essere collaudato e messo a punto se non si avesse sottomano un calibratore. La nostra progressione (ci auguriamo) è però abbastanza logica, quindi abbiamo già osservato alcuni calibratori CC/CA (fig. 18-21).

Impiegando il calibratore di figura 18 potremo collegare l'uscita di esso al voltmetro (10 VCC per la terza scala, ed 1 VCC per la prima) osservando « cosa succede ».

i materiali

B1 = Pila da 3V, oppure da 2,8V al Mercurio (da preferire).
CM1 = Commutatore rotante ad 1 via più posizioni come è richiesto.
C1 = Vedi testo: condensatore styroflex da 10/47 KpF-400 VL.
M1 = Indicatore a bobina mobile da 100 μA f.s.
R1 = Vedi testo: resistore da 100.000 ohm, ½W, 1% G.B.C. DR/240).
R2 = Vedi testo: resistore da 500.000 ohm, ½W, 1% G.B.C. DR/240).
R3 = Vedi testo: resistore da 1 Mega ohm, ½W, 1% G.B.C. DR/240).
R4 = Vedi testo: resistore da 6,8 Mega ohm, ½W, 1% G.B.C. DR/240).
R5 = Vedi testo: resistore da 25 Mega ohm, formato collegando in serie tra loro tre resistori da 12-12-1 Mega ohm, ½W, 10%.
R6 = Resistore da 1.500 ohm, ½W, 5%.
R7 = Resistore da 1.500 ohm, ½W, 5%.
R8 = Potenziometro a filo, lineare, da 10.000 ohm.
R9 = Potenziometro semifisso a filo da 1.500 ohm.
S1 = Interruttore unipolare.
TR1 = Transistore ASY80 o equivalenti diretti.

Se « M1 » non va esattamente a fondo scala, R9 dovrà essere regolato sin che non si verifica la coincidenza. Se in nessun modo si ottenesse la precisione richiesta sarà necessario rivedere la tolleranza delle resistenze impiegate quali R1-R2-R3 e successive. Come è specificato nell'elenco delle parti esse devono essere del tipo all'1%, o al massimo al 2%.

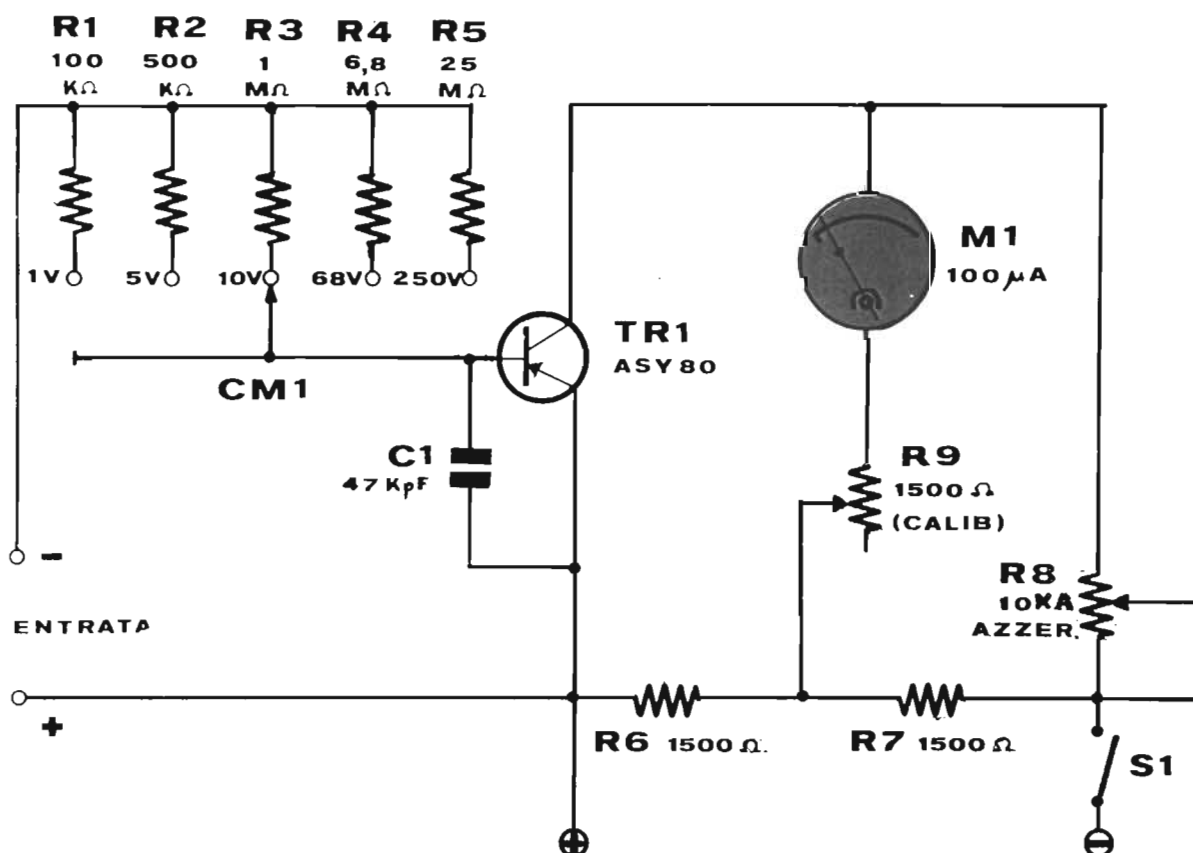
Una tolleranza appena superiore può far sì che la portata risulti imprecisa.

Lo strumentino, se i componenti non sono errati o scadenti non dovrebbe dare comunque alcun « fastidio » durante la calibrazione ed il successivo impiego. Si rammenti comunque che prima di ogni misura R8 deve essere accuratamente regolato, anche perché il voltmetro è piuttosto sensibile alla temperatura e l'azzeramento risulta un poco « fluttuante ».

VOLTMETRO ELETTRONICO PER CC.

Sinora abbiamo visto voltmetri elettronici impiegati transistori « bipolari », ovvero di tipo convenzionale. Più che per un preciso impiego pratico (fatta estrazione, forse, per il circuito di figura 26) abbiamo esposto questi circuiti per una forma didattica tendente a preporre una migliore conoscenza dei dispositivi e del loro funzionamento venendo dalla... « preistoria ».

Fig. 26 - Schema elettrico di voltmetro elettronico.

Indubbiamente, nel 1972 queste applicazioni di transistori « E-B-C » vanno ritenute obsolete. Per le misure di tensione, infatti, è assai meglio impiegare circuiti basati sul transistore a effetto di campo, meglio conosciuto come FET.

le resistenze di ingresso

Perché? Facile a dirsi. Questi ultimi hanno un « circuito di ingresso » che non assorbe corrente. Per i transistori bipolari, si hanno delle intensità B/E (Ib) che nel comune possono essere comprese tra 0,03 e 0,5 mA, parlando di modelli « per segnali », leggi di piccola potenza. Naturalmente queste intensità sono deboli, ma non tanto da non causare una resistenza di ingresso limitata: non si può infatti polarizzare convenientemente un transistor bipolare con resistenze del valore di diversi Mega ohm, almeno con le basse tensioni di lavoro che sono di rigore. Per altro lo stesso « diodo » B-E ha una resistenza propria abbastanza limitata che « automaticamente » pone una resistenza (per i segnali, diciamo pure impedenza) bassa.

Il contrario avviene con i FET/MOS.

Il loro elettrodo di ingresso (Gate-G) è isolato dal canale « portatore ». Drain-Source (D-S) da uno strato di ossido che è un isolante assai buono, almeno nel regime di conduzione « inversa » G-S (G-D) che rappresenta l'impiego di norma. Se per esempio noi

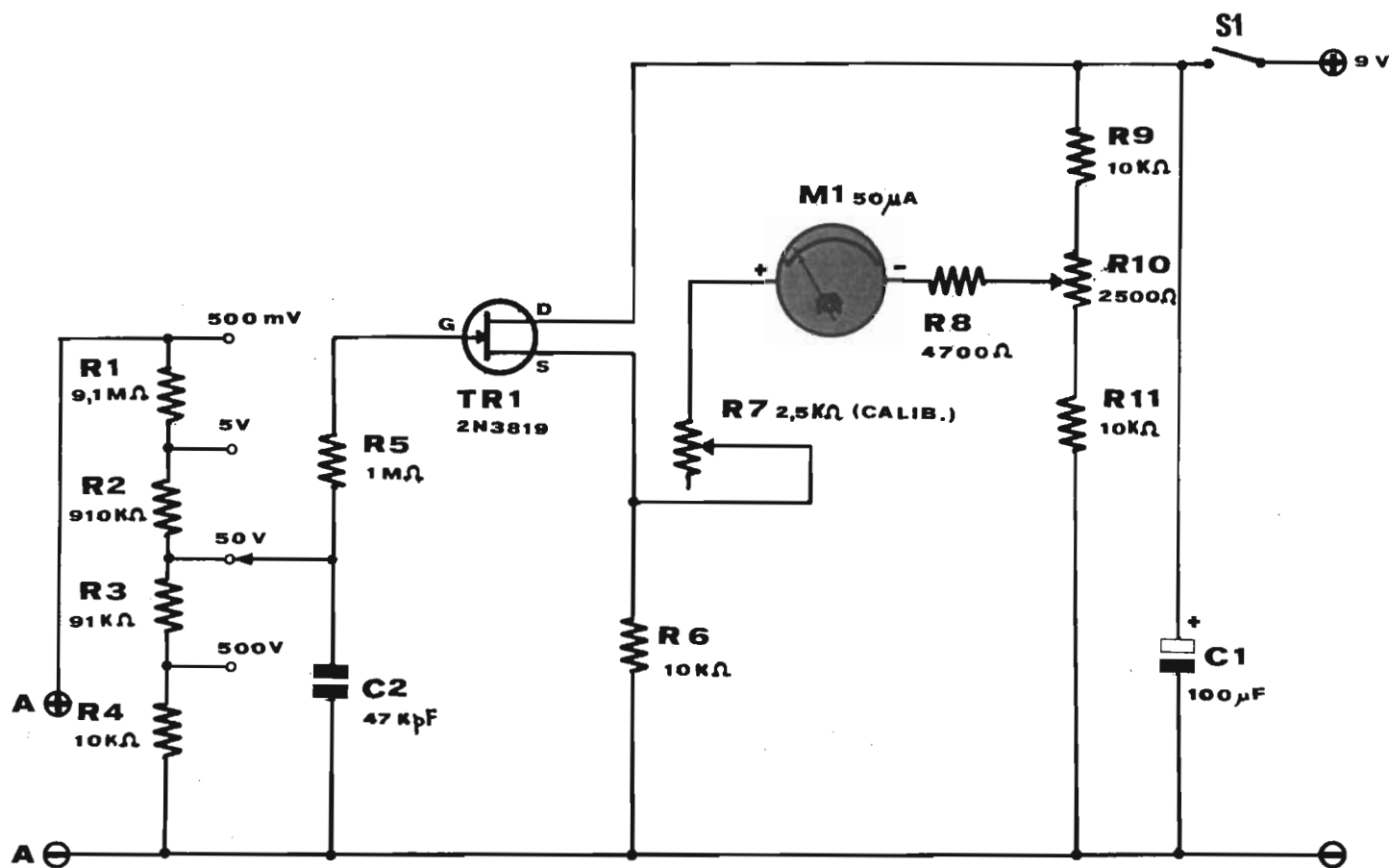



Fig. 27 - Circuito elettrico di voltmetro elettronico a FET.

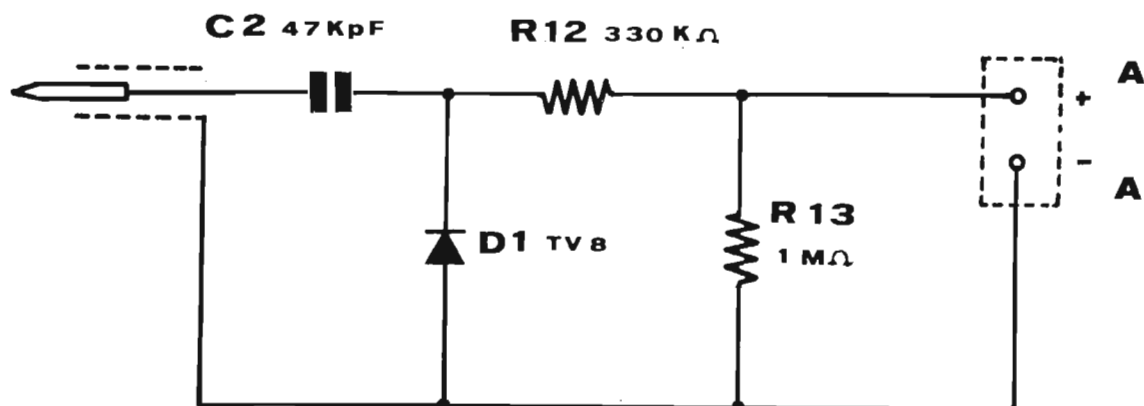



Fig. 28 - Esempio circuitale di sonda per voltmetro elettronico.

prendiamo un FET convenzionale a canale « N » come il 2N3819 o il TIS 34, e con un ohmetro misuriamo la resistenza G/S, scopriamo che il valore non è minimamente segnalato neppure sulla scala « x 20.000 ohm »; come dire che è superiore a 40 Mega ohm, essendo la divisione superiore della scala circa 2.000 volte maggiore della minima.

Questo valore fa sì che non scorra una intensità « reale » tra Gate e Source, e che, di conseguenza, il transistore FET abbia « di principio » una elevatissima impedenza di ingresso.

In sostanza il « FET » associa le migliori caratteristiche dei tubi elettronici e dei semiconduttori « attivi ». Ha infatti la impedenza d'ingresso dei primi con la miniaturizzazione, l'assenza di catodo, la possibilità di funzionare a bassa tensione degli altri... per non citare altro che un primo gruppo di parametri che balzano all'occhio anche del meno preparato.

i partitori di tensione

Queste « relazioni di dati » del FET sono particolarmente utili nel caso dei voltmetri. Logicamente il vantaggio risiede « in primis » nella possibilità di avere un partitore di ingresso dalla resistenza tanto elevata da non influire assolutamente sulle condizioni di lavoro presenti nel dispositivo misurato. La necessità di effettuare le misure di tensione apponendo in ogni caso una resistenza elevatissima rispetto a quella di prelievo risulta subito chiara pensando agli effetti di due resistenze di diversi valori poste in parallelo.

Infatti, se per le misure convenzionali si impiega il comune tester, per quelle (diciamo) « delicate », ove siano in gioco tensioni molto deboli e resistenze elevate si usa in genere il voltmetro elettronico che anche nelle edizioni « commerciali » ha una resistenza di ingresso che vale sempre alcuni Mega ohm.

Ciò premesso, vediamo ora il nostro voltmetro.

Si tratta di un apparecchio semplice, quasi « dimostrativo » per le possibilità di impiego dei FET: figura 27.

La selezione delle scale di impiego è effettuata tramite CM1, che lavora su di un partitore che ha una resistenza totale che supera i 10 Mega ohm.

Il transistore, TR1, lavora con il Drain « comune »; una disposizione che equivale quella a collettore comune per gli elementi bipolari noti. Praticamente, così impiegato, il FET serve da ele-

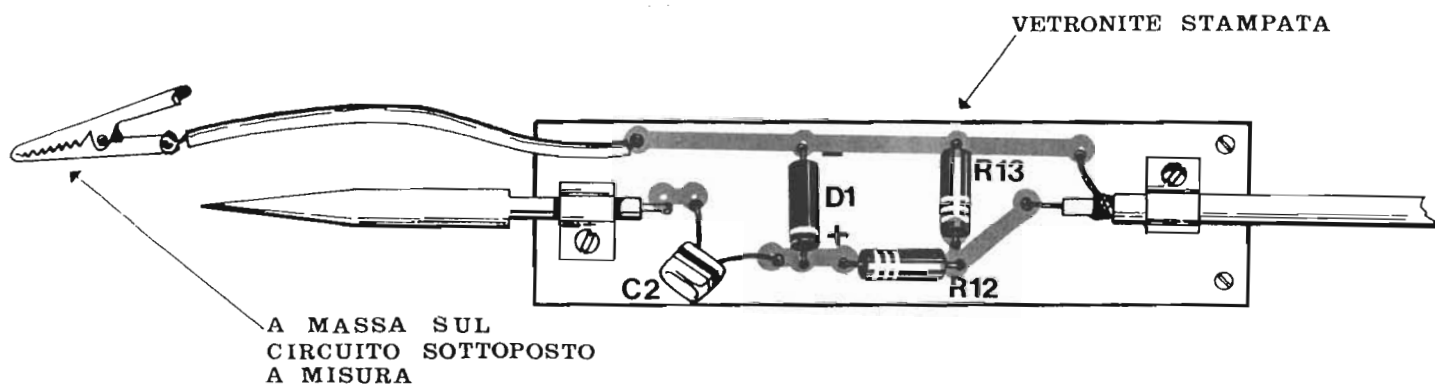



Fig. 29 - Montaggio pratico della sonda di fig. 28.

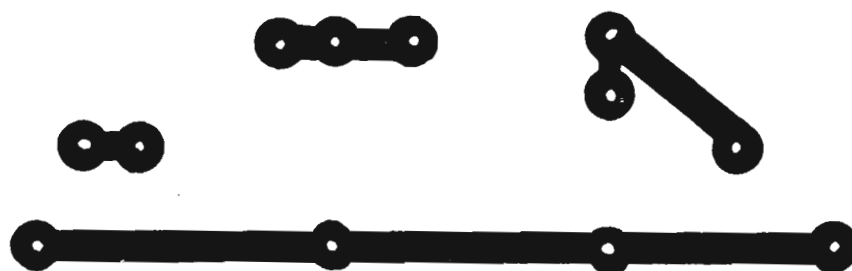



Fig. 29 bis - Circuito stampato della sonda.

i materiali

B1 = Pila da 9V per ricevitori portatili.
CM1 = Commutatore rotante a quattro o più posizioni. Una via.
C1 = Condensatore elettrolitico da 100 μF/12 VL.
C2 = Condensatore styroflex da 47pF/800VL. (fig. 27-28).
D1 = Diodo « TV8 » (vedi testo) o analogo. (fig. 28).
M1 = Indicatore da 50 microA fondo scala.
R1 = Resistore da 9,1 Mega ohm, ½W - 1%.
R2 = Resistore da 910.000 ohm, ½W - 10%.
R3 = Resistore da 91.000 ohm, ½W, 10%.
R4 = Resistore da 10.000 ohm, ½W - 10%.
R5 = Resistore da 1 Mega ohm, ½W - 10%.
R6 = Resistore da 10.000 ohm, ½W - 5%.
R7 = Potenziometro semifisso a filo, lineare, da 2.500 ohm.
R8 = Resistore da 4.700 ohm, ½W, 5%.
R9 = Resistore da 10.000 ohm, ½W, 5%.
R10 = Potenziometro a filo lineare da 2.500 ohm.
R11 = Resistore da 10.000 ohm, ½W, 5%.
R12 = Resistore da 33.000 ohm, ½W, 5%. (fiig. 28).
R13 = Resistore da 1 Mega ohm, ½W, 5%. (fig. 28).
S1 = Interruttore unipolare.
TR1 = Transistore FET 2N3819, oppure TIS 34.

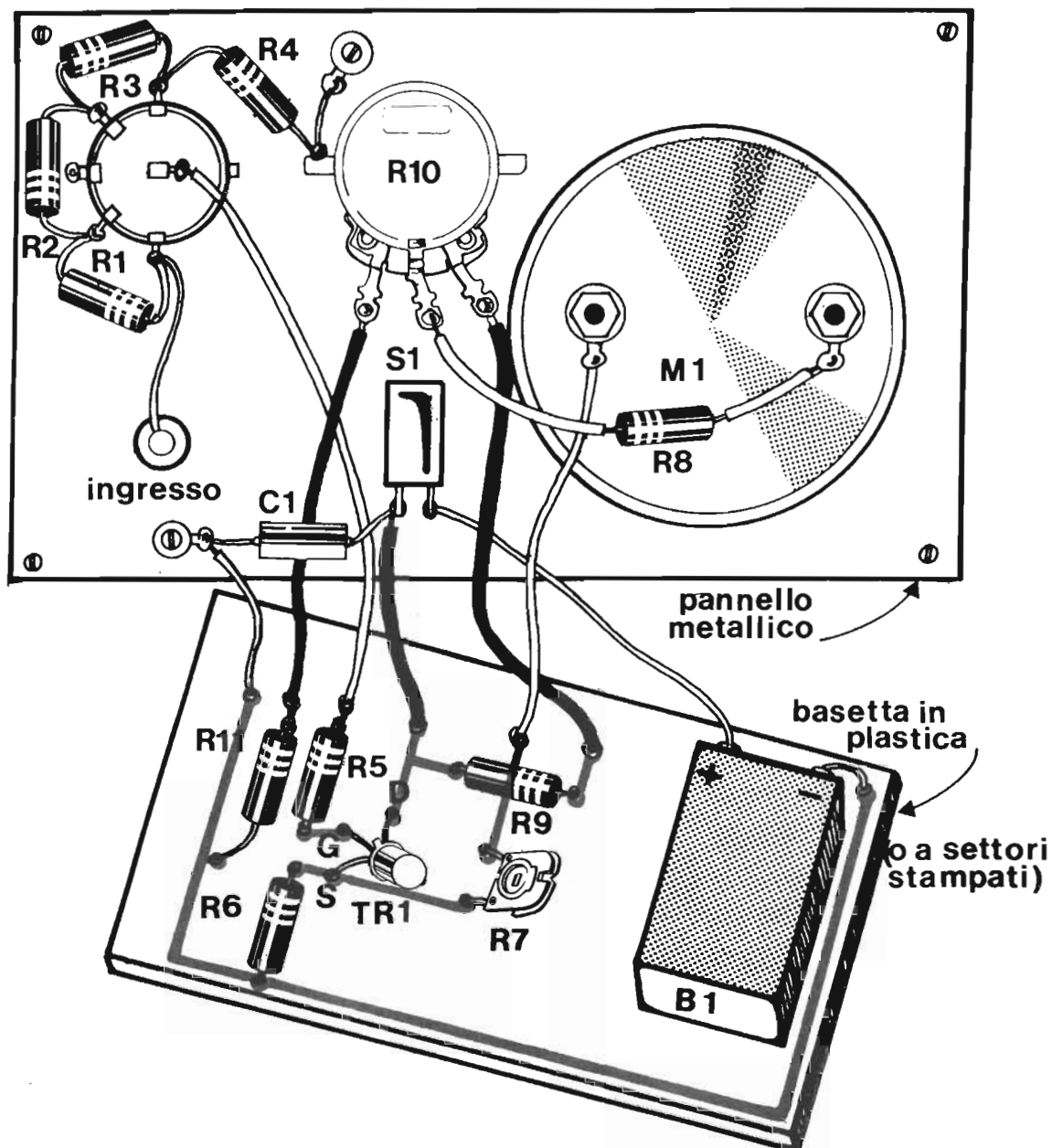
mento adattatore di impedenza, che raccoglie la tensione su di una resistenza elevata per renderla al Source su di un valore basso.

Infatti, il canale « D/S » del transistore, che è parte del ponte di misura, ha un valore proprio pari a poche centinaia di ohm. Gli altri « bracci » del ponte sono costituiti da R6, da una parte, e da R9-R10-R11 dall'altra.

R10 bilancia l'assetto del ponte e serve quindi da « zero set » generale, compensando le correnti che scorrono attraverso al canale D/S del FET ed R6 in assenza di tensione all'ingresso.

Se i resistori, i FET e gli stessi microamperometri fossero prodotti con una tolleranza... « zero », la calibrazione del circuito sarebbe assicurata dalla bontà dei calcoli eseguiti in via di proget-

Fig. 30 - Disposizione pratica dei componenti per la costruzione del progetto.

to. Evidentemente neppure i migliori componenti del commercio per impiego professionale hanno però una tale precisione, quindi per compensare le diverse piccole... « disparità » è previsto R7 che serve a far collimare con le tensioni di fondo-scala previste le indicazioni di « M1 ».

uso della pila al limite della carica

L'alimentazione del circuito è la consueta pila da 9V del genere per radio portatili. Il condensatore C1 serve quale « tampone » e consente un utilizzo più prolungato della B1, anche al limite della carica. In effetti, la calibrazione dello strumento rimane accettabiie per una variazione della Vb eguale al 20% del valore previsto.

Questo voltmetro è « nato » per le misure in CC, ma può essere facilmente adattato per i segnali, ovvero per la CA in genere dicendo .

Allo scopo serve una comune sonda a diodo rettificatore quale si vede nella figura 28. Se il montaggio di tale sonda è ben fatto (fig. 29) si possono misurare tensioni o segnali che vanno dalla rete-luce a tutto l'audio, alla RF sino ad alcuni MHZ. Per le scale CA valgono le medesime portate della CC, con esclusione della prima (500 mV) in cui la misura è imprecisa o impossibile a causa delle caratteristiche del diodo che sarà un piccolo rettificatore al Silicio scelto per una Id limitata, ma per una Vpiv (inversa) maggiore di 800 V. Anche se molti diodi moderni hanno queste caratteristiche, noi tra tutti consiglieremmo il « TV8 » della SEL/ITT che abbiamo impiegato con successo, in special modo considerando le elevata frequenza di funzionamento raggiungibile da questo rettificatore non certo (o non specificamente) previsto per segnali.

La figura 29 mostra il disegno costruttivo della sonda e la figura 30 dello strumento, che trova posto in un contenitore da 150 x 70 x 70 mm (TEKO).

Sul pannello sono fissati M1, CM1, R10, il bocchettone di ingresso coassiale ed S1. R7, semifisso, è montato nello chassis che regge ogni parte « piccola », resistenze, condensatore, TR1. Tale chassis, può essere in vetronite o altra plastica « prestampata » a settori (G.B.C. Montaprint). La filatura è elementare.

Per conferire una certa estetica « professionale » al pannello conviene marcare controlli e posizioni dei medesimi impiegando un foglio di caratteri a ricalco detti « a cera », in vendita presso ogni buona cartoleria.

gradualità dell'azzeramento

Il collaudo del voltmetro è assai semplice. Chiuso S1, ruotando R10 l'indice di M1 deve spostarsi attorno allo zero: sotto e sopra. L'azzeramento dovrà risultare quindi molto facile e graduale.

La calibrazione deve essere altrettanto agevole. Con uno dei calibratori descritti nel capitolo quinto si applicherà una tensione CC pari a 10V sulla portata « X50V » e regolando R7 (dopo avere perfettamente azzerato lo strumento) si farà sì che l'indice salga esattamente ad un quinto della scala. Di seguito si controllerà la calibrazione ottenuta sulla portata « X5V », impiegando la tensione calibrata di 1V.

Se « M1 », in questo caso, ha la identica indicazione di quella manifestata prima (con 10V sulla scala X50V), si può ritenere ultimato il lavoro.

VOLTMETRO ELETTRONICO DI TIPO PROFESSIONALE IMPIEGANTE DUE TRANSISTORI FET

Lo strumento visto nella figura 27 rappresenta già un buon esempio di realizzazione all'altezza dei tempi, utilizzabile in laboratorio con soddisfacente precisione.

Anche questo circuito però risente della temperatura ambientale e deve essere frequentemente azzerato.

Se la temperatura subisce fluttuazioni molto serie in un periodo di tempo ristretto, sarà anzi necessario controllare la sua calibrazione.

Inoltre le sue quattro « scale » non sempre consentono misure accuratissime.

Per quei lettori che desiderano un misuratore di tensioni CC/CA ancor più stabile ed elastico, descriveremo ora uno strumento già abbastanza « sofisticato »; diciamo non meno duttile e preciso dei « VTVM » di fabbricazione industriale oggi presenti sul mercato con un prezzo che varia dalle 45.000 alle 140.000 lire a seconda della marca, della precisione garantita, delle finiture e della bontà dei componenti impiegati.

Lo schema dell'apparecchio appare nella figura 31, e, come si vede, sono impiegati due transistori FET in una connessione « differenziale ».

Il TR1 riceve sul Gate la tensione da misurare, mentre il Gate dell'altro, TR2, è portato alla «massa generale », ovvero all'altro polo della tensione, in pratica, ma con un « livello di riferimento » stabilito da R14-R15.

I Drain dei due transistori sono direttamente portati alla B1, mentre l'indicatore è collegato tra i due Source sì da rilevare ogni differenza di potenziale ivi presente.

Il potenziometro R12 consente un ottimo bilanciamento delle correnti che attraversano TR1/TR2, così da poter azzerare facilmente « M1 » con qualunque temperatura ambientale che possa essere sopportata dall'apparecchio.

La connessione « differenziale » dei due ha un elevatissimo fattore di autocompensazione: una volta azzerato il tutto, ogni variazione di corrente che tenda a squilibrare il duo è prontamente cancellata dall'altro transistore. In tale modo l'azzeramento del complesso è quasi « automatico » e non occorre ricalibrare o riazzerare spesso il voltmetro.

Per ottenere una elevata flessibilità di misura il partitore di ingresso è qui diviso in otto elementi: R1-R2-R3-R4-R5-R6-R7-R8. In tal modo si ottengono le portate di 0,5V-1,5V-5V-15V-50V-150V-500V.

Pensiamo che esse siano sufficienti pressoché per ogni misura, ma se il lettore vuole ottenerne altre intermedie, può manipolare i valori del partitore con facilità per ogni altro « fondo scala » desiderato.

Per effettuare misure in CA, anche con questo voltmetro si può usare la sonda di figura 28.

Nelle misure cc lo strumento ha una linearità di lettura migliore dell'1%: davvero buona. Non si deve sottovalutare questo fattore. Molti voltmetri elettronici serviti da transistor bipolari, o MOSFET sono infatti facilmente calibrabili per un dato fondoscala, ma se il lettore dispone di un alimentatore stabilizzato ad uscita variabile del genere di quello mostrato nella figura 16 potrà notare che la loro « lettura » è quasi logaritmica all'inizio o

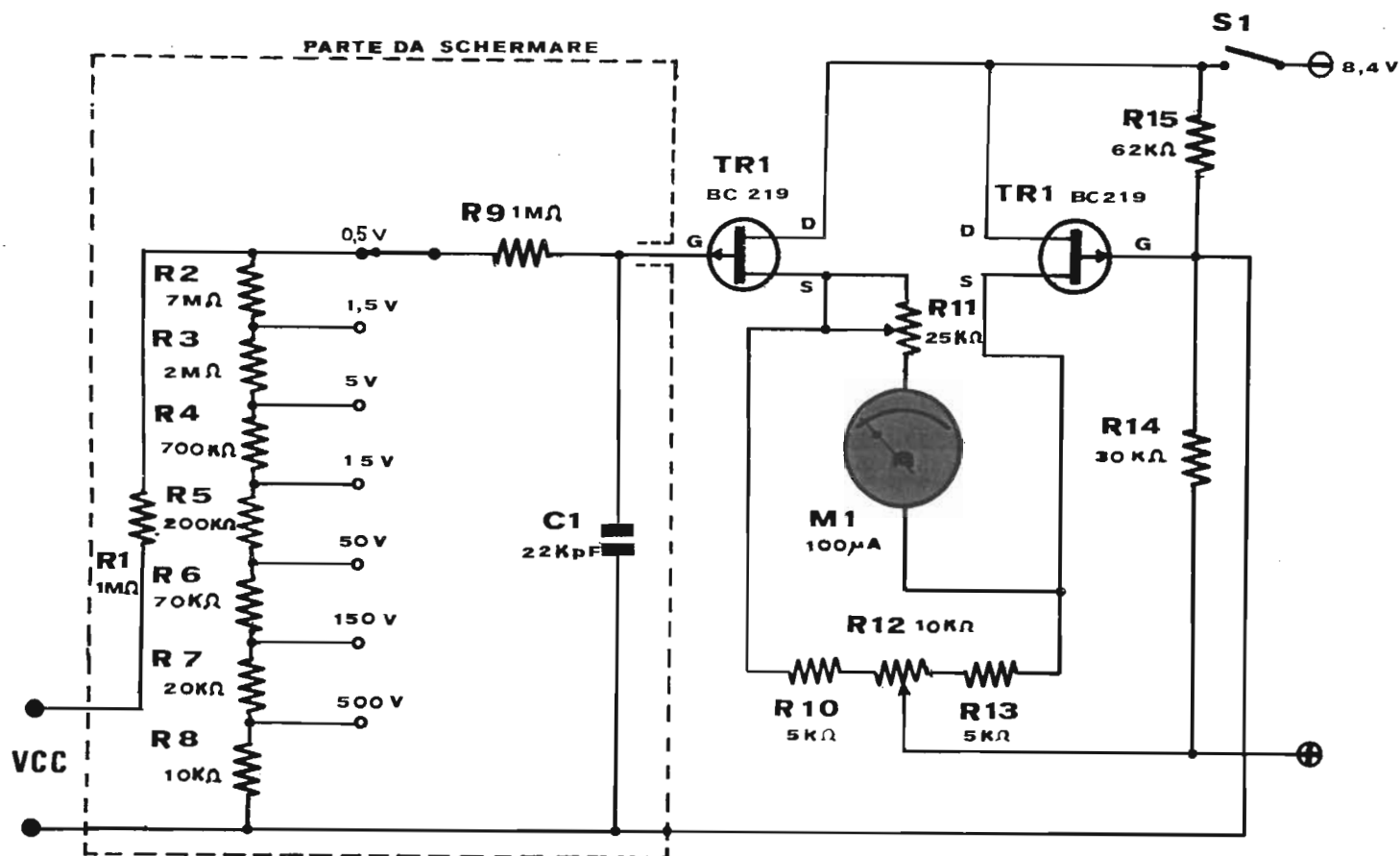



Fig. 31 - Circuito elettrico generale di voltmetro con due FET a connessione « differenziale ».

alla fine della scala, il che induce a grossolani errori nelle valutazioni.

La precisione del voltmetro è del pari ottima.

Dipende quasi esclusivamente dalla tolleranza delle resistenze e dalla stabilità della tensione di alimentazione.

Se (in particolare per R1-R8) per le prime si impiegano elementi all'1%; se la « B » è al Mercurio (due elementi G.B.C. « I/137-6 » posti in serie, da 4,2V ciascuno) si può essere certi che l'apparecchio, una volta ben calibrato, sia attendibile quanto uno di ottima marca.

Poiché le premesse sono allettanti, converrà dedicare una cura un po' speciale al montaggio di questo « FET-TVM ».

La scelta del contenitore, innanzitutto. Noi abbiamo usato una scatola Teko da 110 x 80 x 130 mm che costa alcune centinaia di lire ed ha una estetica di sorprendente « finezza ».

Essa ha il pannello in alluminio satinato, tenero quanto basta per essere facilmente forato e lavorato, nonché il fondo in plastica azzurro-professionale lucida. Questa plastica è di tipo, come dicono gli americani « high-impact » ovvero robusta. Lo diciamo per esperienza: ci è capitato di lasciarvi cadere sopra un autotrasformatore da 60 W, quindi tutto fuor che leggero, e la scatola non si è sfondata!

i materiali

B = Vedi testo. Due pile al Mercurio ciascuna da 4,2V.
C1 = Condensatore styroflex da 22.000 pF.
M = Indicatore a bobina mobile da 100 microA.
R1 = Resistore da 1 Mega ohm - ½W - 2%.
R2 = Resistore da 7 Mega ohm - ½W - 2%.
R3 = Resistore da 2 Mega ohm - ½W - 2%.
R4 = Resistore da 700.000 ohm - ½W - 2%.
R5 = Resistore da 200.000 ohm - ½W - 2%.
R6 = Resistore da 70.000 ohm - ½W - 2%.
R7 = Resistore da 20.000 ohm - ½W - 2%.
R8 = Resistore da 10.000 ohm - ½W - 2%.
NOTA: Se possibile, da R1 ad R8, è meglio utilizzare elementi all'1% di tolleranza o allo 0,5%.
R9 = Resistore da 1 Mega ohm - ½W - 5%.
R10 = Resistore da 5.000 ohm - ½W - 2%.
R11 = Potenziometro a filo, lineare, da 25.000 ohm.
R12 = Potenziometro a filo, lineare, da 15.000 ohm.
R13 = Resistore da 5.000 ohm, ½W - 2%.
R14 = Resistore da 30.000 ohm, ½W - 2%.
R15 = Resistore da 62.000 ohm, ½W - 2%.
CM1 = Commutatore rotativo. Una via, sette o più posizioni.
S1 = Interruttore unipolare.
TR1 = Transistor FET a canale P. BC219.
TR2 = Eguale al TR1.

Nella serie Teko segnaliamo anche le nuove « Optative Professional Enclosures » leggermente più costose ma interamente metalliche, con le pareti verniciate in forno ed il pannello parimenti di alluminio. Queste possono anche essere acquistate con la propria maniglia di trasporto: molti sperimentatori non concepiscono uno strumento « serio » se non ha la sua brava maniglia. In questo caso allora saranno soddisfatti.

LO STRUMENTO

Converrà anche scegliere un microamperometro piuttosto « grande » sì da avere una lettura facilitata.

Sul pannello sporgeranno le manopole che controllano CM1 ed R12: esse stanno assai bene anche se sono colorate.

Per esempio, nel nostro prototipo abbiamo usato due pomelli professionali a indice « Miro » di color rosso che davvero non sfigurano. Il « lettering » (ovvero le scritte relative alle portate, all'azzeratore, all'interruttore) potrà essere ricavato dai già rammentati fogli di caratteri trasferibili a cera. Noi abbiamo utilizzato un

foglio Graphotype CP12 (Estro 121) con caratteri alti 3 mm. Un foglio intero costa 120 lire ed è ovunque reperibile.

Passiamo ora dal pannello... « all'interno » dello strumento. Lo chassis regge le resistenze R9, R10, R13, R14, R15 ed il trimmer R11, nonché TR1-TR2, C1.

Le resistenze R2-R3-R4-R5-R6-R7-R8 sono montate attorno al CM1; la R1 corre direttamente dal bocchettone d'ingresso al commutatore.

Le due pile al Mercurio che costituiscono B1 sono alloggiate in un adatto portapile in plastica fissato sul fondo della scatola. Le connessioni del voltmetro sono molto semplici, a livello di altri apparecchi trattati.

il calore altera le caratteristiche

Saldando i transistori FET allo chassis si deve curare di non surriscaldarli. Essi non temono il calore più dei comuni elementi al Germanio, cioè sono un po' più delicati dei bipolari al Silicio, ma non tanto.

Nel caso nostro, comunque, non è la rottura per via termica, da temere, ma quel sia pur lieve mutamento (in peggio) delle caratteristiche che si verifica non appena un FET è « scottato ». Infatti, nel nostro uso, quanto più TR1/TR2 sono simili tra loro, e tanto è meglio. Nei voltmetri di questo genere, similari per lo schema, prodotti dall'industria, spesso i due FET sono addirittura appaiati con una speciale selezione dei loro parametri principali, o si usa un « Dual FET » che poi non è altro che un « case » contenente due transistori « gemelli ».

In tal modo si ha anche il vantaggio di avere sempre i due elementi alla eguale temperatura di lavoro, cosa peraltro fattibile anche nel nostro caso se si ha la precauzione di infilare TR1/TR2 in una piastrina di alluminio tipo « radiatore biposto ». Nel voltmetro esaminato i FET non hanno certo bisogno di un dissipatore termico, ma la « connessione termica » tra i due rende più pronta l'azione di autobilanciamento.

Null'altro da dire: il collaudo e la calibrazione sono perfettamente eguali a quelli già dettagliati per lo strumento di figura 27, con l'eccezione del maggior numero di portate, quindi della necessità di ripetere più volte le prove ed eventualmente di ritoccare leggermente più volte il controllo del fondo scala: R11.

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

GENERATORI RF

A questo punto, passando da dispositivi funzionanti in cc o su frequenze basse ai generatori RF, potrebbe essere considerata di rigore una premessa lunghissima a base di « sin dai primordi »... e « considerato che » e « ciò visto » e « osservando »... e così via. Stringiamo: non abbiamo alcuna frase lapidaria di scorta, nel nostro « magazzino letterario » e quelle poche decenti di cui disponiamo non sappiamo come adattarle ad un discorso sui Marker.

Quindi ci limiteremo a dire che questi oscillatori RF offrono un vantaggio precipuo e particolare: una volta costruiti, ed eventualmente regolati « si sa a che frequenza lavorano »; frequenza che è poi ovviamente quella del quarzo impiegato. Ciò può sembrare trascurabile, ma non certo nello spirito di questo manuale; infatti, avere una precisa sorgente di segnale RF dalla frequenza nota è certamente il primo passo valido per la realizzazione di altri generatori dall'accordo variabile e magari pangamma, se si vuole.

Ma vedremo in seguito lo svolgimento logico del nostro « iter » sul piano pratico. Per il momento osserviamo un primo oscillatore « Marker » a cristallo che ha l'indubbio vantaggio di funzionare senza che nel circuito si prevedano avvolgimenti di sorta: fig. 33.

Il nostro, come spesso avviene nei circuiti impieganti semiconduttori, è a mezza via tra due schemi classici: il Pierce ed il Colpitts. Ma puntualizziamo un aspetto fondamentale del nostro complesso: l'assenza degli accordi.

Inizieremo col dire che l'assenza di un avvolgimento accordatore ha due vantaggi immediatamente comprensibili: a) vantaggio teorico: è facile concepire oscillatori ad alta stabilità se le

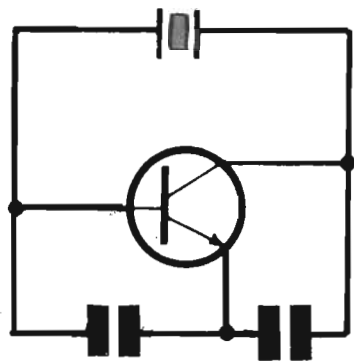



Fig. 32 - Circuito teorico di oscillatore.

parti sono atermiche. Ora, condensatori e resistori « insensibili » alle variazioni termiche sono disponibili sul mercato in gran copia e varietà. I cristalli moderni sono fortemente insensibili alle fluttuazioni di questo tipo e comunque possono essere « compensati » o schermati con relativa facilità. Altrettanto va detto per i semiconduttori al Silicio.

Il contrario, proprio il contrario vale per gli avvolgimenti, che, se possibile, dovrebbero quindi essere eliminati dai circuiti.

Vediamo ora il b) vantaggio pratico: ogni bobina, realizzata dall'amatore, difficilmente ha il « Q » previsto, la capacità distribuita migliore, le caratteristiche calcolate.

Ciò perché non sempre il ferroxcube ipotizzato è disponibile, così come il supporto, ed anche perché realizzare un avvolgimento davvero « buono » è un po' un'arte.

Continuando con questi ragionamenti, rischieremmo però di cadere nell'ozioso quindi tagliamo qui ogni ulteriore arzigogolo.

Rivediamo il circuito di figura 33.

sfasamento di 180°

Come abbiamo detto, esso è un Pierce-Colpitts, in cui il transistor fornisce uno sfasamento di 180°, mentre l'addizionale sfasamento di 180° richiesto per l'innesco delle oscillazioni è dato da C2, con R1/R2, e da C4 con R3. Se vogliamo ridurre allo schema fondamentale, di base, il tutto, possiamo rifarci alla figura 32. Anche ponendo che le resistenze siano al tempo elementi reattivi, certamente non abbiamo degli « accordi » precisi: quindi l'oscillatore può essere attivo per un'ampia gamma di lavoro. Impiegando scristalli tagliati sull'asse « AT » (possono essere ordinati alla Ditta Betron di Livorno, oppure alla Lebes, Via Oltrocchi 6 Milano, o ad altri Costruttori specializzati) l'oscillatore visto funziona benissimo tra 500 KHZ e 5 MHZ, diciamo « autoregolandosi », sull'elemento impiegato, ed emettendo un corrispettivo segnale. Ciò, sia bene inteso, senza « sintonizzare » nulla. In altre parole noi inseriamo nello zoccolo un quarzo da 1MHZ ed otteniamo 1MHZ all'uscita, inseriamo un altro quarzo da 2,5 MHZ ed abbiamo 2,5 MHZ... così di seguito.

La tensione-segnale ricavata vale circa 2 Vp/p, con una alimentazione (VB) di 6V. A 500 KHZ ed oltre 5MHZ (il Marker funziona anche a frequenze superiori ed inferiori ma in modo meno sicuro) l'ampiezza cala leggermente, ma mai a meno di 1,2-1,5V; segnale sufficiente per qualunque impiego di misura. E' da notare che il marker non funziona bene se è collegato su di un « carico » a bassa impedenza. Diciamo che se la resistenza appli-

cata esternamente è inferiore a 50.000 ohm l'oscillazione può spegnersi, o la tensione-segnale può ridursi a livelli infimi. Di conseguenza, può essere utile far seguire al Marker uno stadio separatore che impieghi un transistor bipolare collegato a collettore comune, oppure un FET. Se la prima soluzione è quella preferita, tale stadio può essere simile a quello mostrato nella figura 35, con i valori in gioco.

L'alimentazione per il BF152 (TR1) sarà ricavata dalla pila che energizza il circuito di figura 33.

Aggiungeremo ora che questo Marker (specie se impiegato con lo stadio separatore che distorce leggermente il segnale) eroga numerose armoniche del segnale. Per esempio, essendo il « Q » della figura 33 un elemento da 2MHZ, su di un ricevitore collegato al dispositivo si udranno segnali anche a 30-32-34-36 MHZ, seppure fievoli: come dire la quindicesima armonica ed altre superiori. Questo lato del funzionamento è fondamentale per la taratura di altri oscillatori, e vedremo in seguito il perché.

Per il momento diremo solo del montaggio e delle parti relative. Essendo il primo del tutto tradizionale, rimandiamo il lettore alla figura 34 che mostra un piano razionale, semplice, efficace. Qualche parte invece è critica. Abbiamo già detto che il cristallo deve essere tagliato sull'asse « AT », e questa specifica non è peregrina, essendovi altri tipi di quarzi oscillanti tra 500 KHZ e 5 HKZ, gamma di lavoro del nostro apparecchio. Deve essere anzi puntualizzata all'ordine dell'elemento, pena il mancato innesco del complesso una volta ultimato.

Anche C1, C2, C4 sono abbastanza particolari dovendo essere

Fig. 33 - Schema elettrico generale del generatore di frequenza Pierce-Colpitts.

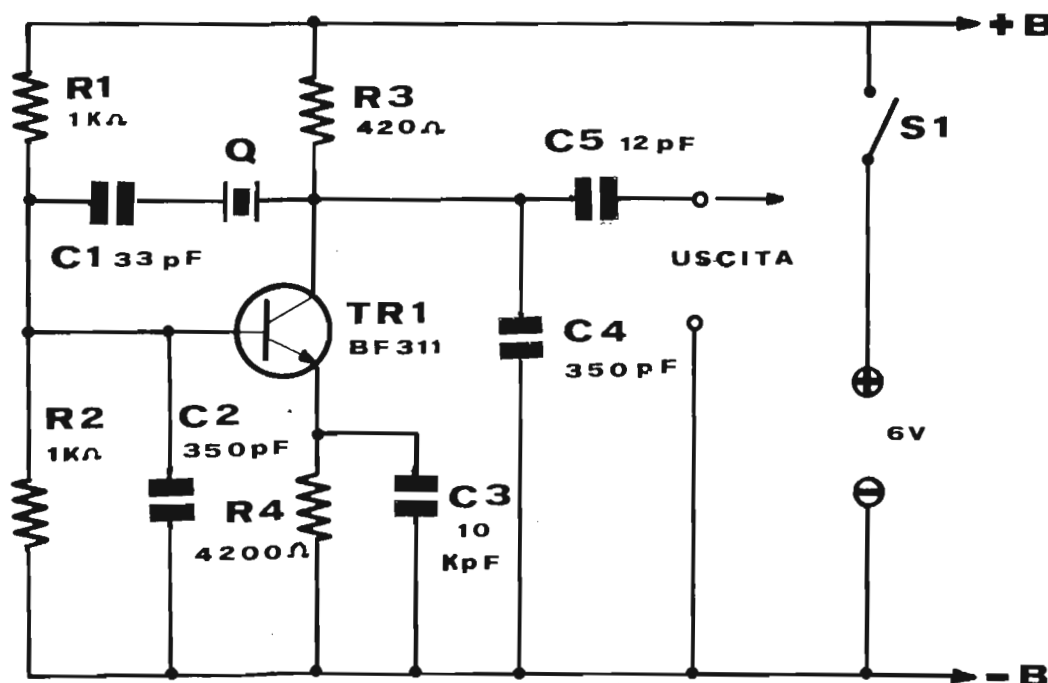
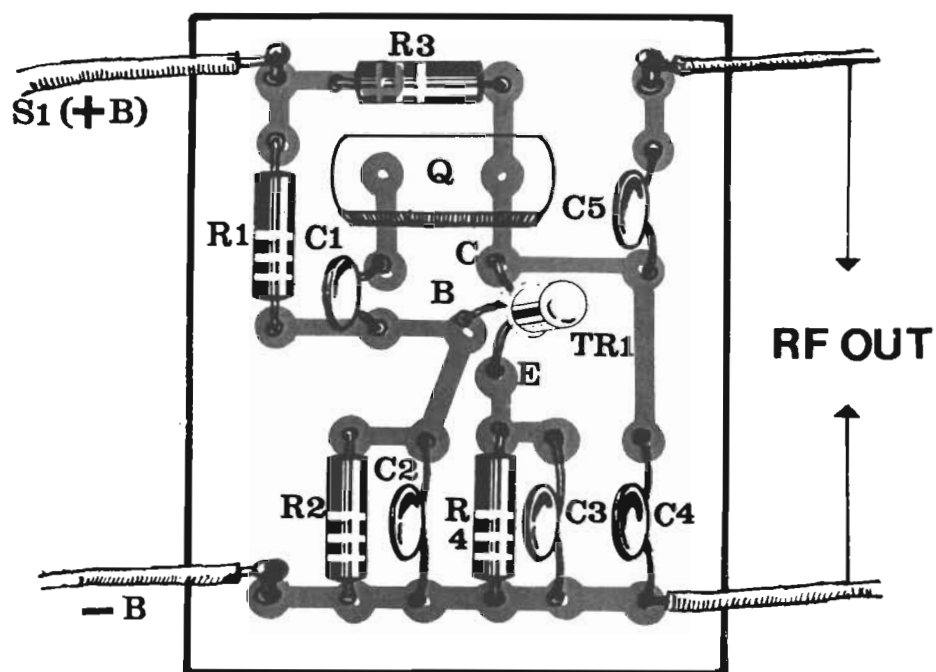



Fig. 34 - Disposizione di cablaggio del generatore di frequenza.

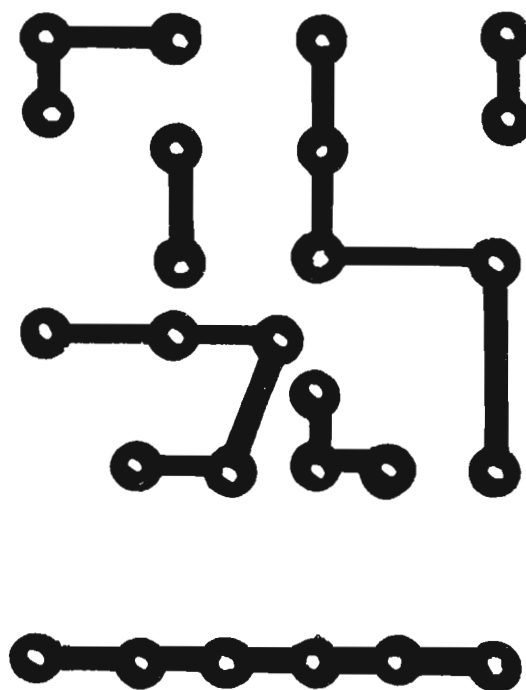



Fig. 34 bis - Disegno da ottenersi sulla basetta stampata per la costruzione del generatore.

i materiali

B = Pila da 6V.
C1 = Condensatore a mica argentata da 33pF (5% o minore).
C2 = Condensatore a mica argentata da 350pF (5% o minore).
C3 = Condensatore ceramico da 10.000 pF.
C4 = Condensatore a mica. argentata da 350pF (5% o minore).
C5 = Condensatore ceramico da 12/15pF.
Q = Quarzo da 500KHZ - 5MHZ, taglio « AT » (vedi testo).
R1 = Resistore da 1.000 ohm, ½W - 5%.
R2 = Resistore da 1.000 ohm, ½W - 5%.
R3 = Resistore da 420 ohm, ½W - 5%.
R4 = Resistore da 4.200 ohm, ½W - 5%.
S1 = Interruttore unipolare.
TR1 = Transistore BF311, oppure BFY39.

MATERIALI PER LO STADIO DI FIGURA 35.
C1 = Condensatore ceramico da 100 pF/500 VL.
R1 = Resistore da 220.000 ohm - ½W - 10%.
R2 = Resistore da 4.700 ohm - ½W - 10%.
TR1 = Transistore BF152, oppure BF158, BF159, BF160, BF175 ecc.

a mica argentata e non termici. Il transistore TR1 può essere un BF311 della Telefunken, ma un BFY39 (ITT) da noi sperimentato non ha dato luogo ad inconvenienti. « Presunti sostituiti » di questi due elementi al Silicio, hanno invece causato il... « nulla di fatto »: nessun innesco, nessun funzionamento. Nella eventuale sostituzione del TR1 è quindi necessario operare con oculatezza, o accettare a priori la possibilità che il Marker non reagisca. I valori delle R1-R2-R3-R4 sono abbastanza critici e valgono per il solo BF311.

la sostituzione del quarzo

Già con il BFY39 sarebbe necessario rivedere leggermente la R2; con altri modelli essi devono essere corretti ed adeguati ai parametri in gioco. Lo zoccolo del cristallo deve essere di ottima qualità: costruito in ceramica o micanite e non bachelite « vulgaris ». Prevedendo uno zoccolo di buona qualità, e pagando la cifra relativa, si avrà automaticamente anche un elemento che garantisce una buona « aggraffatura » dei piedini, il che non deve essere sottovalutato. In un trasmettitore infatti il cristallo lo si sostituisce solo una tantum, diciamo anzi quasi mai.

In un Marker la sostituzione è invece routine, quindi se i contatti non sono buoni dopo poco tempo possono allentarsi e creare delle situazioni di funzionamento incerto quanto mai « noiose » durante le prove.

V'è solo da esprimere qualche nota sul collaudo, ora: esso è infatti davvero semplice. L'apparecchio ultimato (con lo stadio se-

Fig. 35 - Schema elettrico generale da accoppiarsi a quello di fig. 33.

paratore o no) sarà collegato all'antenna ed alla presa di terra di un ricevitore professionale, e la sintonia sarà portata in corrispondenza della « fondamentale » per vedere se vi è o no segnale. L'attività del Marker, si noti bene, sarà segnalata dallo « S-Meter » (ecco perché dicevamo che occorre un ricevitore professionale) e non dall'altoparlante: si rammenti infatti che la RF non è modulata.

Se il ricevitore non è disponibile, per la prova servirà assai bene il voltmetro di figura 31 o 27, con la sonda di figura 28. Particolarmente l'indicatore di figura 31, sulla scala « X5V » potrà ben manifestare la presenza del segnale RF, che, come abbiamo detto, avrà un valore di circa 2V, leggermente minore agli estremi della banda utile.

GENERATORE MARKER PROVA QUARZI

I Markers del tipo visto in precedenza, ovvero quelli « accordati unicamente sul cristallo » hanno molti vantaggi, che abbiamo diligentemente esposti, ma erogano in genere una tensione-segnale piuttosto limitata, abbisognano di un quarzo critico e non sempre si riesce a farli funzionare bene a frequenza elevata.

Questi difetti non appartengono certo ai Markers « Pierce » che recano il cristallo connesso tra collettore e base e che hanno un accordo ad alto « Q » in serie al collettore. Purtroppo la perfezione non è di questo mondo, ed anche questi altri hanno svantaggi che ora sarebbe lungo e sterile puntualizzare, in special modo poiché non è nostra intenzione illustrarne un esemplare.

Preferiamo piuttosto indicare al lettore un « Pierce semiaccordato » (fig. 36) che ha una doppia funzione: Marker, e strumento per il collaudo dei quarzi al tempo.

Osservando lo schema, noteremo che l'apparecchio è composto da due « settori funzionali ». Sulla sinistra della figura si nota l'oscillatore composto da TR1, R1-R2, C1, JAF i cristalli e C2. Sulla destra (da S1 in poi) è presente un rivelatore-rettificatore-misuratore dell'ampiezza del segnale RF, che quando S1 è chiuso serve come « monitor » per l'attività dell'altra sezione.

La principale caratteristica dell'oscillatore, è la grande aperiodicità di lavoro. Ove CM1 colleghi il collettore del TR1 alla presa « QX », un cristallo della frequenza di 100 KHZ-30 MHZ inserito nello zoccolo può generare una parallela oscillazione, che avviene con facilità e dà luogo ad una tensione-segnale RF, all'uscita dall'ampiezza p/p spesso pari o addirittura superiore a quella della pila « B »: diciamo da 6 a 10V a seconda della frequenza.

il circuito Pierce

Sul circuito del Pierce v'è poco da dire: un classico vero e proprio: partitore sulla base del TR1, impedenza RF sul collettore, cristallo sull'asse C-B. « Cristallo »: beh, un momento: i cristalli previsti sono due, uno da 100 KHZ (Q1) ed uno da 1 MHZ (Q2) inseribili a scelta col CM1.

Q1-Q2 generano allora « decadi di marche » che vedremo come utilizzare in seguito, anche se è intuitivo. Nello zoccolo « QX » può essere inserito un cristallo qualunque, da 5, 10, 15, 20, 27, 28, 30 MHZ o altro che interessi per la precisa marcatura di una banda di frequenza.

Fig. 36 - Circuito elettrico di oscillatore a frequenza selezionabile mediante commutatore.

la frequenza al limite della gamma

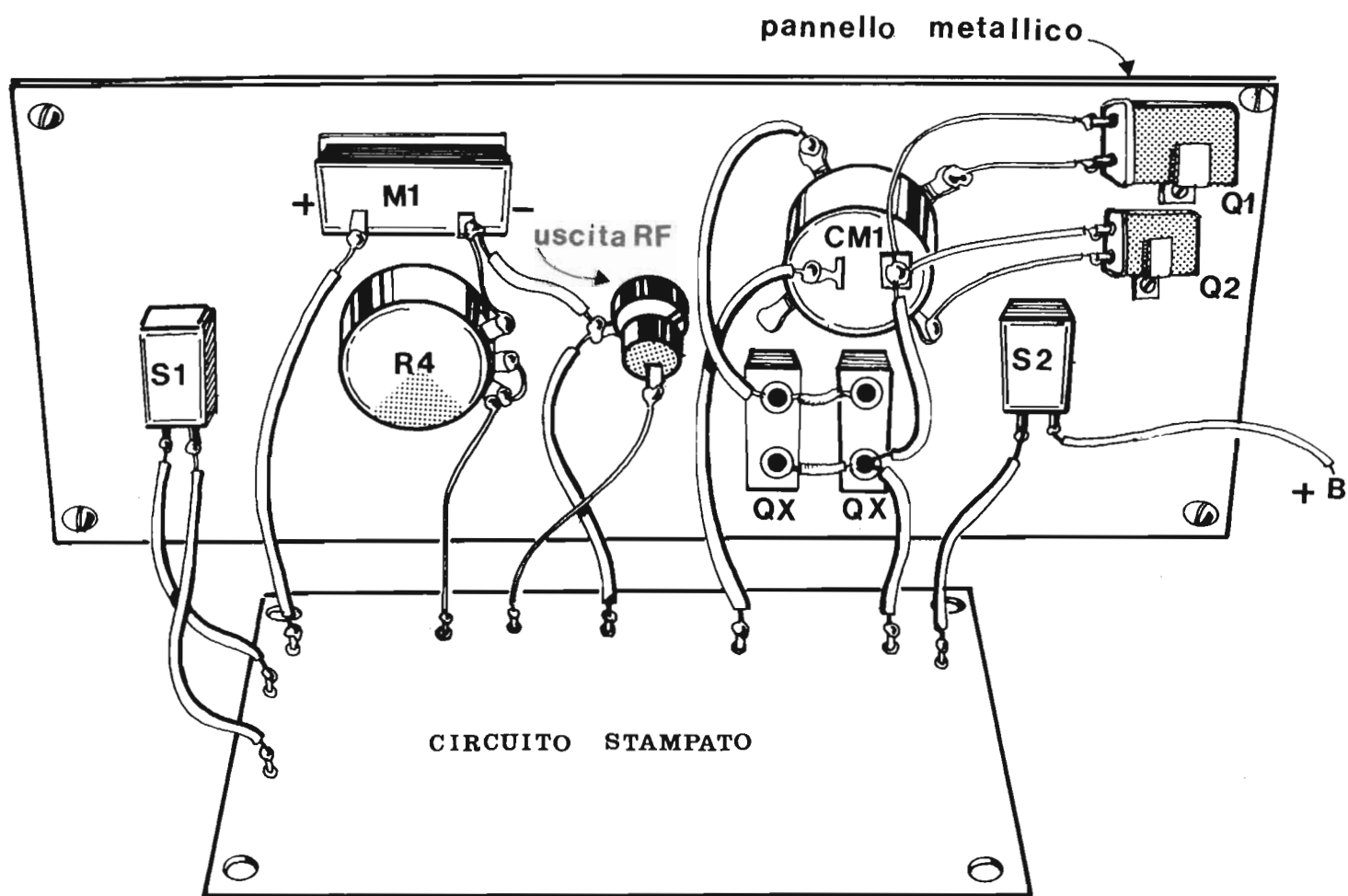
Il segnale generato dal TR1 lo si ricava al bocchettone « Uscita RF ». Vediamo ora l'altra sezione dello schema.

Chiudendo S1, il segnale via C3 perviene al DG1 che lo rettifica. La risultante è filtrata dal C4 e sotto forma di CC è applicata all'indicatore M1. Il potenziometro R4 serve per « regolare la misura ».

Per esempio, un cristallo « pigro », poco attivo, può dare luogo ad una tensione CC eguale a 4-5V, ai capi del C4. Di contro, un elemento di ottima qualità e dalla frequenza compresa tra 1 e 10 MHZ (agli estremi della gamma la tensione è sempre minore) può generare una indicazione doppia. Si vede così l'utilità di un controllo che permetta una diversa « sensibilità » per M1, consentendo di valutare esattamente l'efficienza di un cristallo vecchio o dal taglio « strano » o dalla frequenza situata al limite della gamma, e per contro di un quarzo moderno e nuovo di fabbrica, « centrato », perfetto in ogni senso.

Sintetizzando, vediamo ora le possibilità pratiche di impiego dell'apparecchio.

A) Marker. Come abbiamo detto, per questa funzione sono previsti due cristalli da impiegare in alternativa. Q1 può essere un moderno HC 13/U da 100 KHZ (precisione 0,002% o migliore).

Fig. 37 - Montaggio definitivo su pannello del progetto di fig. 36.

i materiali

B1 = Pila da 9V.
C1 = Condensatore a mica argentata da 100 pF.
C2 = Eguale al C1.
C3 = Condensatore a mica argentata da 200 pF.
C4 = Condensatore ceramico da 10KpF.
CM1 = Commutatore rotante ad 1 via, tre o più posizioni.
DG1 = Diodo BA128 (S.G.S.) o similare.
M1 = Microamperometro da 500 micro A: vedi testo.
Q1 = Cristallo da 100 KHZ, HC 13/U: vedi testo.
Q2 = Cristallo da 1MHZ: vedi testo.
JAF1 = Impedenza RF da 10 mH: valore **critico** da non sostituire.
R1 = Resistore da 47.000 ohm - ½W - 10%.
R2 = Resistore da 4.700 ohm - ½W - 10%.
R3 = Resistore da 2.700 ohm - ½W - 10%.
R4 = Potenziometro lineare da 50.000 ohm.
S1 = Interruttore unipolare.
S2 = Interruttore unipolare
TR1 = Transistore BFW33 da **non** sostituire.

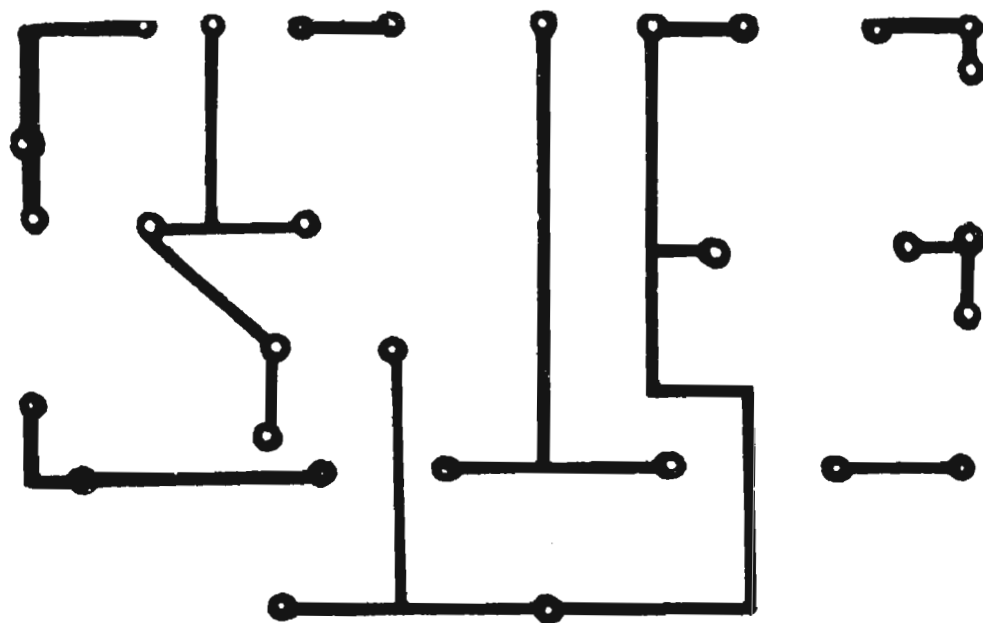



Fig. 37 bis - Riproduzione in grandezza naturale del supporto stampato necessario per la costruzione.

Presso la LABES di Milano esso è quotato L. 5.500 nette. Q2 sarà da 1 MHZ (precisione 0,002%-0,005%).

Il prezzo di un cristallo del genere, nella custodia metallica HC/6-U si aggira sulle 3.000 lire. Scegliendo con CM1 l'uno o l'altro elemento si avrà all'uscita il corrispettivo segnale e tutta una serie di armoniche che per Q1 giungono ad oltre 20 MHZ con una notevole ampiezza. Per il Q2 le armoniche possono addirittura essere... osservate sullo schermo di un televisore sintonizzato sul secondo canale VHF!

B) Prima di ogni prova si può chiudere S1 al fine di osservare se l'oscillazione v'è o manca, magari per un falso contatto o per altro accidente transitorio.

C) Anche durante le misure S1 può rimanere chiuso: in tal caso « M1 » servirà da monitore per l'ampiezza della tensione segnale erogata. L'assorbimento del circuito di misura non pregiudica in alcun modo le prove.

D) Portando CM1 nella posizione « C », abbiamo inserito QX tra collettore e base. Potremo infilare nello zoccolo qualsiasi cristallo dall'efficienza ignota e vedere se oscilla o se è rotto.

IL COLLAUDO

Più precisamente il collaudo verrà eseguito come segue: si apra S2; si porti R4 al massimo valore; si innesti il cristallo nel « QX ». Si chiuda S2, si chiuda S1. Si inizi a regolare R4 verso i valori più bassi. Se il cristallo in prova è efficiente già al massimo va-

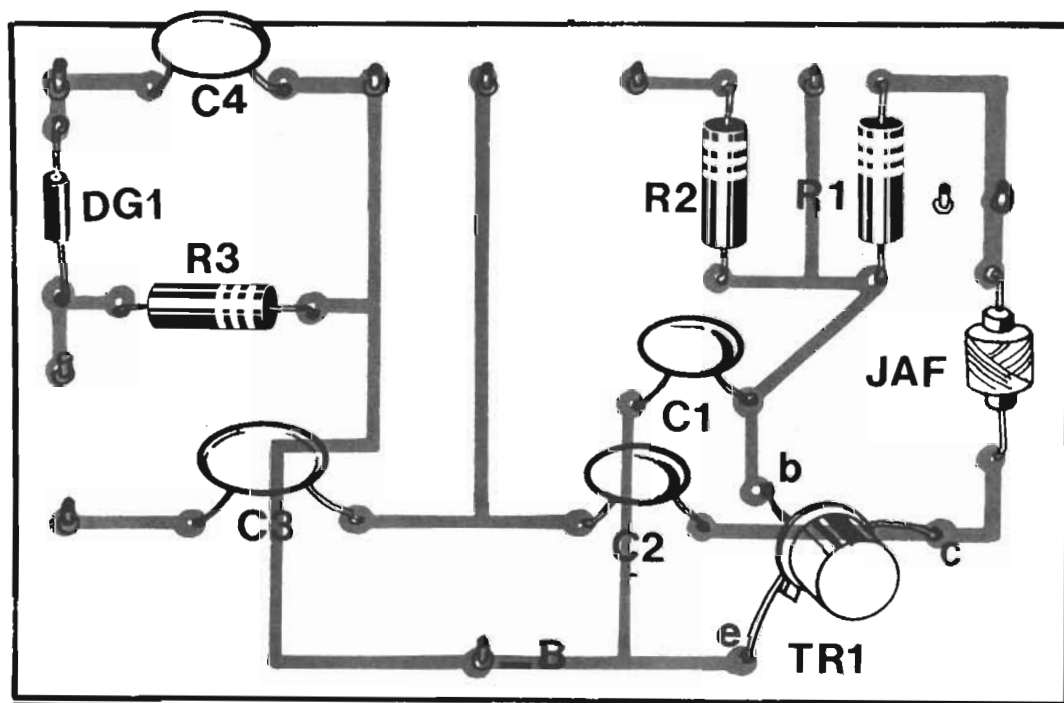
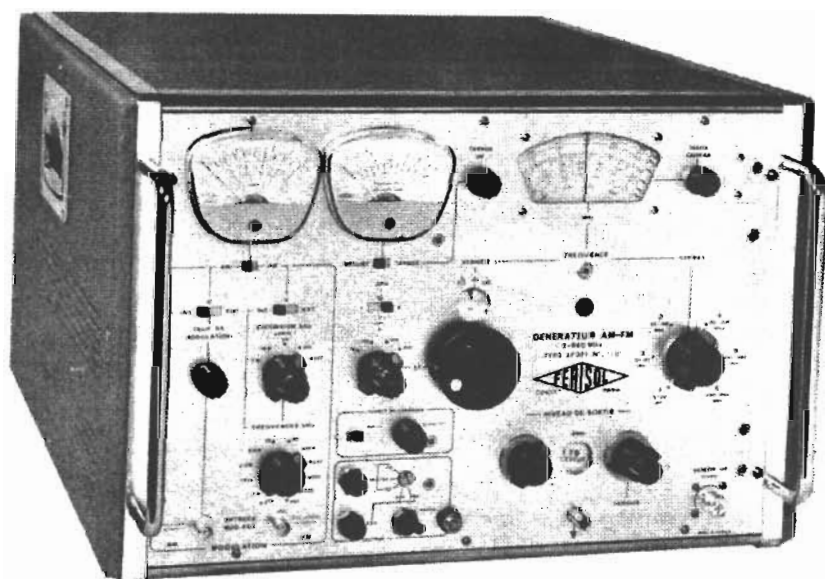
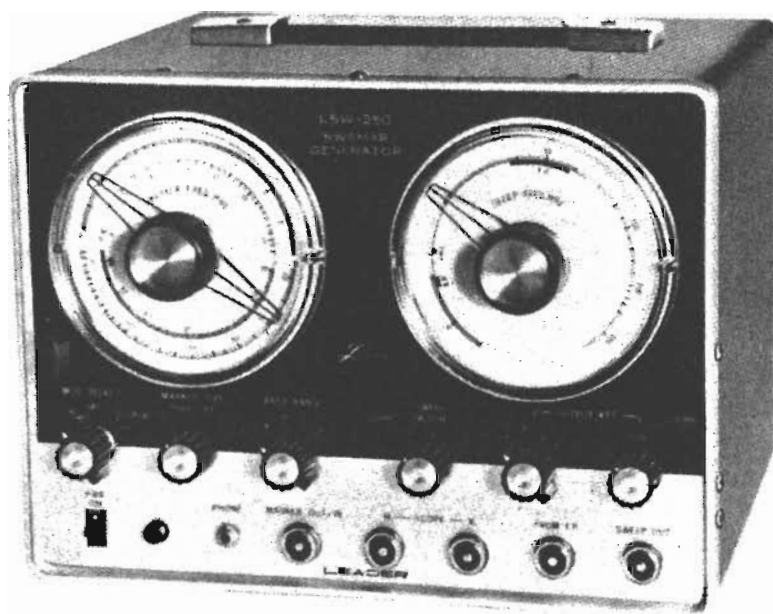



Fig. K - Schema di montaggio indicante la disposizione dei componenti.

Due tipi di generatori di radiofrequenza. Essi sono molto utili per le operazioni di taratura.

il quarzo adatto

lore « M1 » deve dare una certa segnalazione. Se invece è mediocre, l'indice andrà verso il fondo scala solo quando R4 è ridotto a 10.000-20.000 ohm. Ove R4 sia al minimo valore ed « M1 » non segnali nulla, l'oscillatore non funziona. Il quarzo in prova è quindi fuori uso, o non ha una frequenza che ricade tra 100 KHZ e 30 MHZ, o è « molto speciale »: tanto speciale da non essere adatto per le normali funzioni di controllo degli oscillatori transistorizzati. La figura 37 mostra la realizzazione pratica dello strumento prototipo, costruito da noi. Come si vede esso impiega un pannello metallico (160 x 95 mm) ed uno chassis stampato, fissato al

primo mediante due squadrettine ad « L ». Sul pannello trovano posto numerosi componenti: l'indicatore « M1 » che è del tipo plastico, economico, da 500 μA: precisamente il modello G.B.C. TS/175. Esso ha una scala bicolore che reca le scritte « NORMAL » ed « HIGH »: riferendo le scritte all'efficienza del cristallo, la segnalazione è coerente. Sotto all'indicatore è montato R4, e proprio al centro del pannello è montato il bocchettone di uscita (coassiale BNC). Accanto al BNC trovano posto due zoccoli per cristalli HC/13-U ed HC/6-U. Questi servono per i cristalli « esterni » da provare o da usare per marcature speciali, e sono direttamente collegati « in parallelo »: corrispondono al « QX » dello schema. Sopra agli zoccoli si trova « CM1 », ed accanto a questo sono montati Q1-Q2 mediante piccole staffe metalliche. Infine, S1-S2 sono sistemati ai due lati esterni del pannello. Non ripeteremo ora le solite considerazioni già fatte a proposito del « lettering » o scritte che dir si voglia, in questo caso piuttosto indispensabili, data la molteplicità dei controlli e degli accessori. Ramentiamo solo i soliti fogli trasferibili. Veniamo direttamente al collaudo, ora.

Questo strumento ha una particolarità; lo si può provare senza altri accessori di sorta: infatti esso può misurare « se stesso ». Il collaudo inizierà con R4 al massimo valore, S1 chiuso, CM1 nella posizione « A ». Azionato S2, se il tutto è funzionale, M1 deve salire a circa metà scala. « Circa » dipende dalle tolleranze delle parti ed in particolare dalla qualità del Q2. Ove nessuna segnalazione sia presente, R4 può essere gradualmente ridotto, ma la iniziale mancanza di tensione è certo di per sé sintomatica relativamente ad un difetto nello stadio oscillatore che dovrà essere riveduto e controllato. Nel capitolo conclusivo di questo manuale sono descritte le procedure tipiche per la ricerca degli errori di cablaggio e di connessione, quindi ora non diremo le stesse cose che sarebbero una sterile ed affrettata ripetizione ante litteram assai inutile. Chi vuole veda pure l'ultimo capitolo, particolarmente considerando che questo non è un libro giallo (S.C!). Se invece la prova di cui sopra mostra un funzionamento regolare, si può portare CM1 su « B » ed effettuare un ulteriore controllo. Difficilmente la segnalazione di « M1 » rimarrà identica per le posizioni « A » e « B », data la variazione di frequenza; un rapporto di 2 : 1 rientrerà anzi nel normale, ed un rapporto di 1,5 : 1 deve essere ritenuto ottimo.

ricerca degli errori di cablaggio

Null'altro. Le prove di cui sopra dimostrano l'efficienza del circuito oscillatore e di quello rivelatore/misuratore.

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

OSSERVAZIONI
ED ESPERIENZE

DIVISORI DI FREQUENZA

Un tempo, realizzare divisori di frequenza era impresa piuttosto complicata: ne rammentiamo uno per impieghi di laboratorio, di marca europea, costruito dieci anni addietro, che impiegava un pesantissimo chassis zeppo di « 6922/E88CC » e di altri doppi triodi. Una volta raggiunta la temperatura di lavoro, questo apparecchio brillava come un albero di Natale, scaldava come una stufa ed aveva un consumo paragonabile a quello di una saldatrice.

Oggi, il medesimo dispositivo svolgente una eguale funzione può essere « compresso » in una scatolina, alimentato con una pila e può funzionare pressoché « a freddo ». Il merito dell'evoluzione, che mai è stata così evidente, si deve alla disponibilità di Circuiti Integrati che pur contenuti in un involucro piccolissimo accentrano decine di elementi circuitali e possono svolgere complicate funzioni operazionali. Per esempio un Flip-Flop « J/K » con il relativo amplificatore cc, che può comprendere una quarantina di transistor ed altrettanti diodi e resistori, (cento diversi elementi o giù di lì) può rientrare in un involucro « TO/5 » o addirittura « TO/72 ».

uso e limiti degli integrati

Qualcuno afferma che gli « IC » limitano la fantasia del progettista, costringendolo a seguire disposizioni già previste all'origine, vincolanti, che non lasciano spazio al pensiero. Non intendiamo entrare in polemica, anche se gli assunti detti volgono il fianco alle critiche più aspre: ci limitiamo a dire che nel caso dei contatori e delle sezioni relative, l'avvento degli IC è una vera... « benedizione » che non vincola nulla, ma evita anzi la noiosa ripartizione di circuiti tutti eguali; di stadi che sembrano progettati con il solo ausilio della... carta carbone!

Una sezione classica dei contatori, che però si impiega anche al di fuori di questi, e, come vedremo, può essere molto utile anche nell'ambito del laboratorio, è lo « scaler-divider » ossia il divisore di frequenza. Esso può essere a decade (in questo caso all'uscita si ha un decimo della frequenza del segnale presentato all'ingresso: poniamo da 100 KHZ si hanno 10 KHZ e così via) o diverso.

Questo schema-tipo si avvantaggia sommamente della tecnica « IC » riducendo un complicato assieme di stadi ad un semplicissimo apparecchietto che può essere realizzato da qualsivoglia amatore con facilità.

utilità degli insiemi logici

Ora, qualcuno indubbiamente si domanderà quale sia la utilità reale, pratica di questi assieme « logici » nell'ambito delle misure elettroniche. Presto detto. Prendiamo un momento il circuito di figura 36: supponiamo di inserire un cristallo da 200 KHZ nel « QX ». Ruotando CM1 tra « B » e « C » in tal modo potremo ottenere all'uscita segnali che valgono 100 e 200 KHZ. Ora, appli-

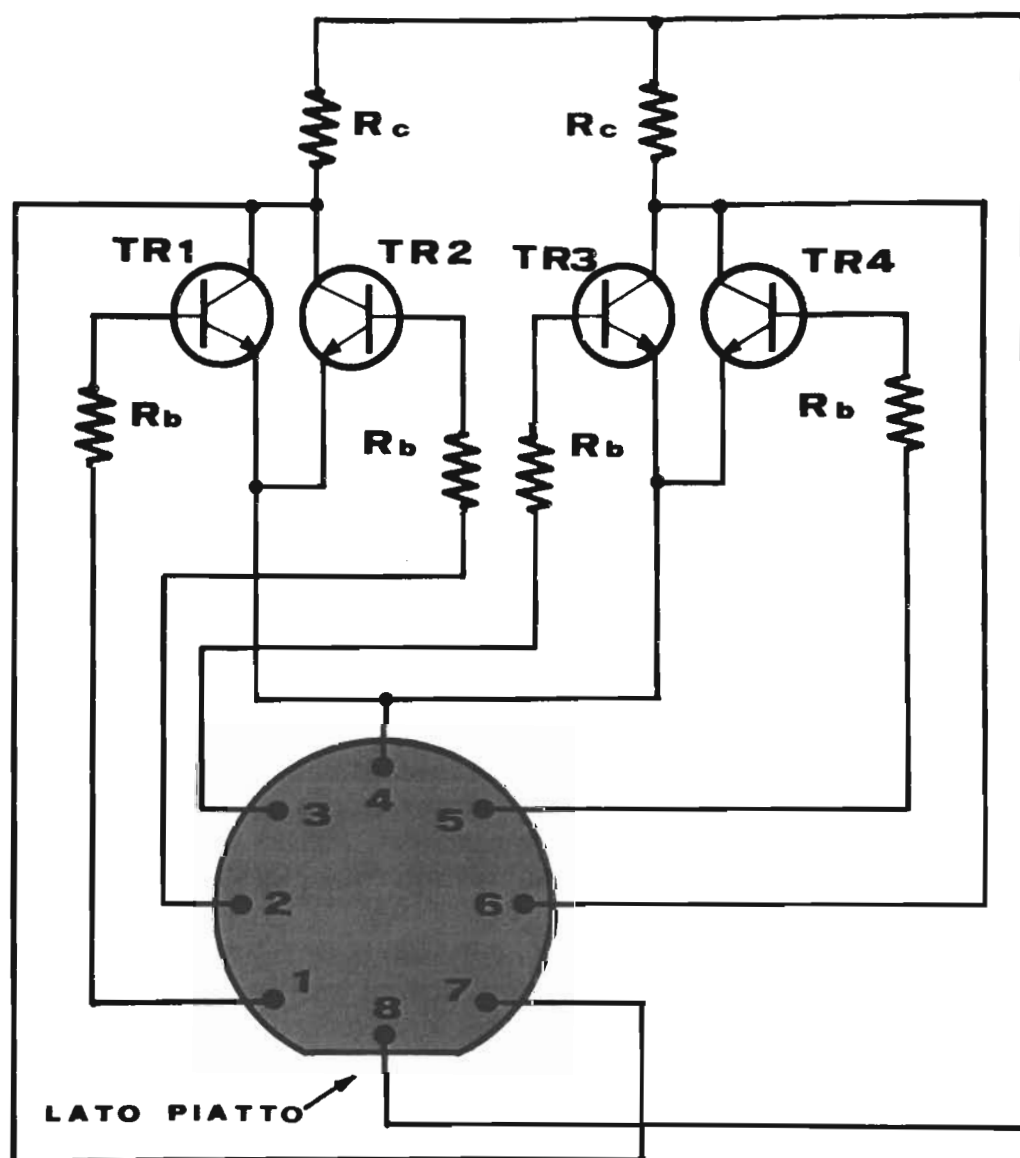



Fig. 38 - Schema elettrico generale.

cando al jack di uscita il nostro « divisore per dieci » potremo ottenere dei precisissimi segnali a 10 e 20 KHZ; segnali « quarzati » che ricadono nell'audio consentendo calibrazioni di qualità estremamente elevata.

Se osserviamo con cura il circuito rammentato, vedremo che è previsto un partitore formato dalle « RX » che consente di ricavare la metà del segnale normalmente disponibile al bocchettone. Questo « riduttore » è necessario perché lo « scaler-divider » da noi realizzato non accetta all'ingresso segnali maggiori di 4 Veff. E' quindi un complemento del calibratore, il nostro strumento?

Sì e no, perché pur avendo un impiego « naturale » soggetto all'altro, o comunque ad un generatore « campione » lo scaler può servire a dividere per dieci qualunque segnale audio ed RF sino alla frequenza di 1 MHZ circa. Può quindi essere usato a seguito di qualunque generatore descritto dianzi o nei capitoli che poi vedremo, sempre nel suo ruolo di « divide by 10 » come dicono gli americani.

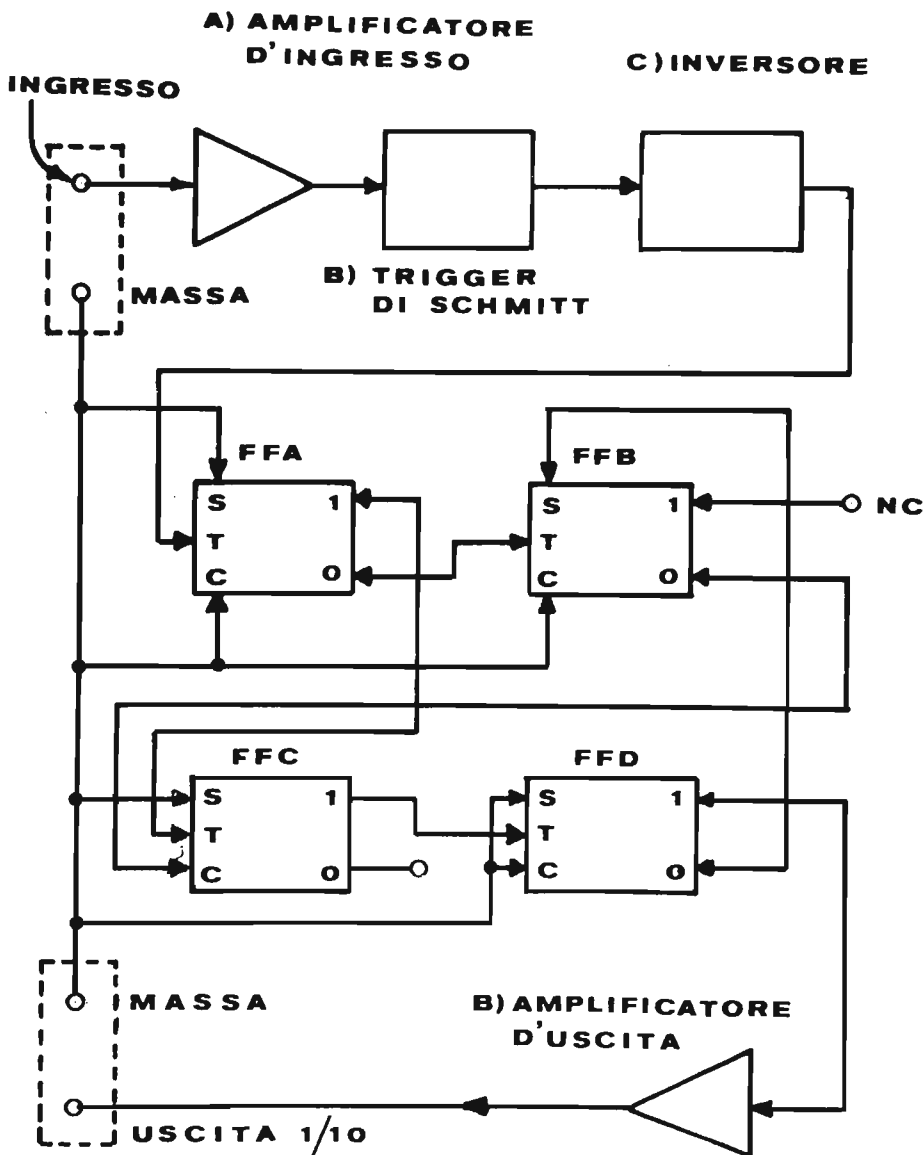



Fig. 39 - Circuito funzionale a blocchi.

Parlando della limitazione della tensione all'ingresso, siamo già entrati nel merito dell'apparecchio: tanto vale, allora, proseguire l'esame del circuito approfondendolo.

I BLOCCHI FUNZIONALI

Nella figura 39 si vede lo schema « funzionale » del tutto, che comprende un amplificatore d'ingresso (A) un trigger di Schmitt (B) un inversore di fase (C) quatro flip-flop consecutivi (FFA-FFB-FFC-FFD) ed infine un amplificatore di uscita che serve anche per non « caricare » l'ultimo flip-flop consentendo un funzionamento regolare nelle diverse condizioni d'impiego cui lo « scaler » può essere soggetto.

Gli otto « blocchi funzionali » dell'apparecchio impiegano una sessantina di transistor compresi in cinque circuiti integrati: essi sono 3 micrologici 914 della S.G.S., e 2 J/K double flip-flop MC 790/P della Motorola. Gli uni e gli altri sono facilmente reperibili: la S.G.S. ha numerosissimi depositi in tutta Italia e vari rappresentanti. La Motorola ha come agente generale la Ditta « Metroelettronica » di Milano (viale Cirene 18) che a sua volta distribuisce capillarmente i prodotti della Casa.

Per comprendere il funzionamento dello « scaler » è necessario considerare prima di tutto l'essenza « intima » degli IC previsti.

Il micrologico « 914 » comprende quattro transistori e può essere utilizzato negli impieghi logici e lineari più diversi: fig. 38. Ciascuna coppia di transistori forma un ottimo amplificatore differenziale, o può essere altrimenti sfruttata.

Il flip-flop J/K « MC 790/P » è assai più complesso.

Può essere definito un elemento operazionale avente due uscite: « 0 » ed « 1 ». Esse sono interdipendenti, come dire che se al capo « 0 » vi è un livello di tensione elevato, al capo « 1 » la tensione sarà bassa, e viceversa. Il flip-flop è in sostanza un commutatore elettronico rapidissimo, che può alternare i livelli di tensione ai capi 0-1 alla notevole velocità da 1 milione di volte al secondo (1 MHZ).

Tale commutatore può essere pilotato in vari modi, infatti il flip-flop prevede diversi ingressi. Vi è il « C » (Clear), lo « S » o « Set » ed il « T » (Toggle).

come lavorano i flip flop

Sarebbe disponibile anche il « P » (Preclear) ma nel nostro caso questo non serve ed è semplicemente cortocircuitato alla massa comune. Come si vede nella figura 40, ed è meglio specificato nella figura 39 (in teoria) e 41 (in pratica) l'ingresso « C » è a sua volta portato a massa. In tal modo, ogni flip-flop, terminato ciascun ciclo di lavoro, torna nella situazione primiera ogni volta che giunge un impulso di controllo tramite l'ingresso « T ». In queste condizioni la « logica » operativa sarebbe « pari », cioè per ogni impulso all'ingresso se ne avrebbe uno all'uscita.

Nel caso nostro, però, è portato a massa anche il « Set » (S) ed allora ogni flip-flop cambia di stato ogni due impulsi: almeno nel profilo della « logica 0-1 » di uscita.

In altre parole, per riportare « 1 » al valore più ampio occorrono « due » cicli di lavoro. In tal modo ogni FF divide per due il numero di impulsi che gli pervengono.

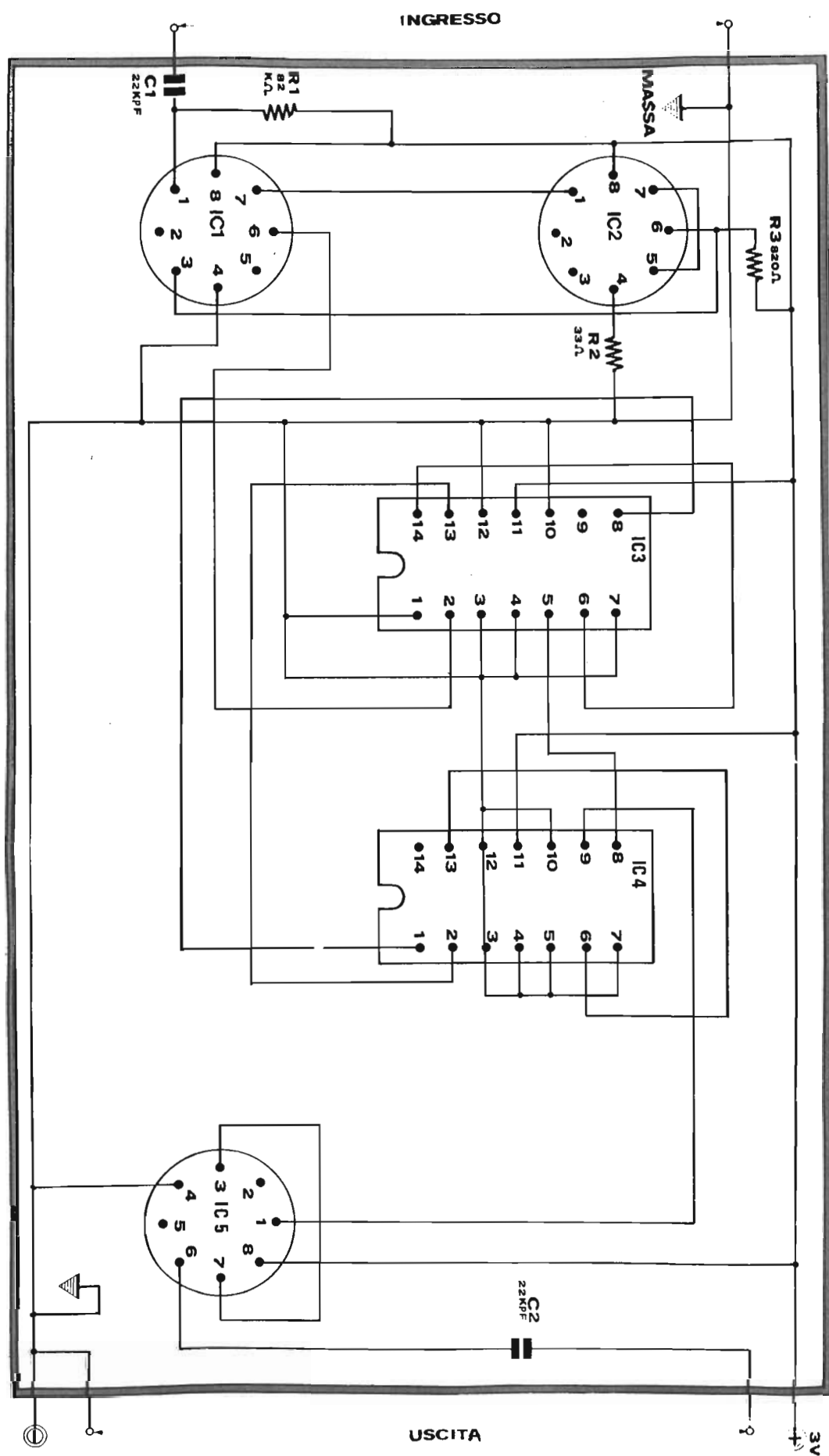



Fig. 40 - Schema generale del divisore di frequenza.

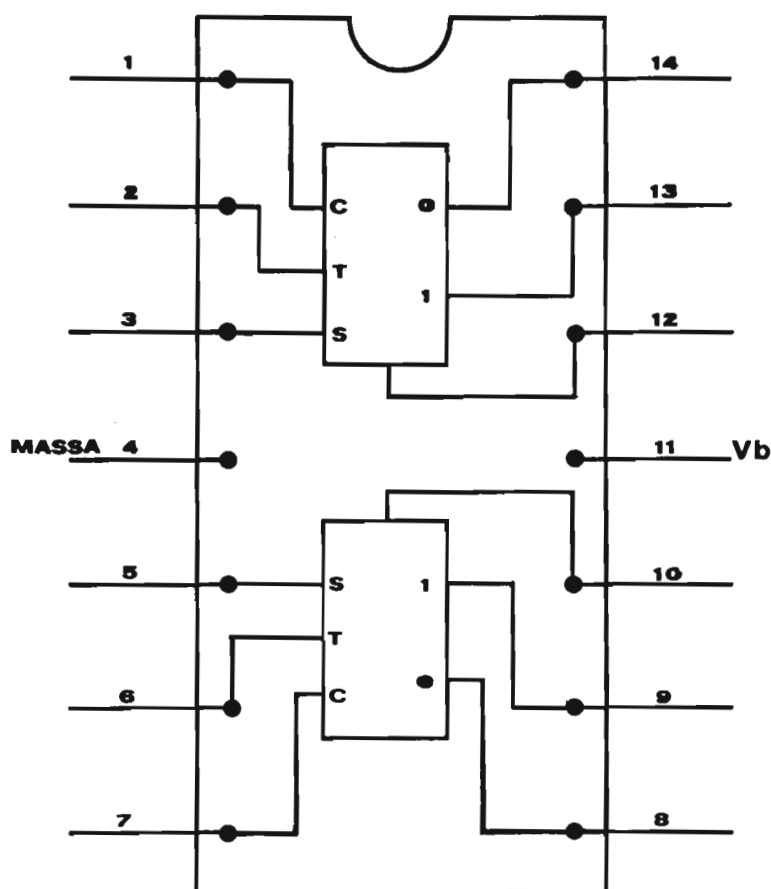
elaborazione della tensione segnale

Teoricamente le divisioni potrebbero essere anche su di una scala infinita, impiegando un numero di FF sequenziali parimenti infiniti. Nel caso nostro occorre dividere « solo » per 10, quindi si impiegano quattro elementi operativi che dividono 10 : 2 poi 2 : 1, quindi 10 : 1. Vediamo ora « tutto » il circuito.

Il segnale da dividere è applicato alla catena di stadi mediante C1. Da questo è portato alla base del TR1 facente parte dell'IC1 (figg. 38-40). La medesima è polarizzata dalla R1 che grosso modo stabilisce il limite del livello della tensione-segnale... « elaborabile ». Nel nostro caso si ha un ottimo lavoro con circa 100 mV.

A 300-350 mV l'uscita è decisamente sovraccaricata e distorta. Con un valore di 4V p/p all'ingresso il TR1 dell'IC1 può rovinarsi, quindi occorre una certa cautela nell'impiego! Dal collettore del TR1 dell'IC1 il segnale è portato alla base del TR1 dell'IC2, che con il TR2 del medesimo forma un trigger di Schmitt. Questo circuito, che impiega gli emettitori uniti, ha la proprietà di dare un impulso all'uscita ogni qualvolta l'ingresso superi un valore prefissato, per poi tornare allo stato originale non appena l'ingresso non sia più eccitato al livello critico.

Lo « Schmitt trigger » è quindi un ottimo « convertitore di segnali »: esso in pratica tosa ogni tensione incidente, rendendo all'uscita un treno di impulsi squadrati o rettangolari, per qualsi-

Fig. 41 - Interno del circuito integrato.

voglia sinusoide o triangolo o trapezio sia iniettato all'ingresso. Il nostro trigger rende il suo segnale al piedino 7 dell'IC2 che è direttamente connesso al piedino 3 dell'IC1, corrispondente alla base del TR3 in esso compreso. Detto TR3 funge da inversore di impulsi per pilotare adeguatamente il flip-flop « FFA » compreso nell'IC3.

Più precisamente gli impulsi invertiti vanno dal collettore del TR3 (IC1) al Gate dell'FFA corrispondente al piedino 2 del primo MC790/P.

IMPULSI NEGATIVI

Osservando la figura 41 potremo vedere come siano disposti, su di un piano « funzionale » i quattro FF negli IC3-IC4; nella figura 42 vediamo invece la progressione nell'elaborazione dei segnali a cura dei quattro flip-flop previsti. Rammentando che è presente l'inversore degli impulsi (utile per separare il trigger e la catena FF) diremo che gli impulsi negativi eccitano il « Toggle » del primo elaboratore, e che i quattro sono direttamente interconnessi. E' noto che una catena FF può reagire bizzarramente se è caricata in modo improprio, eccessivo.

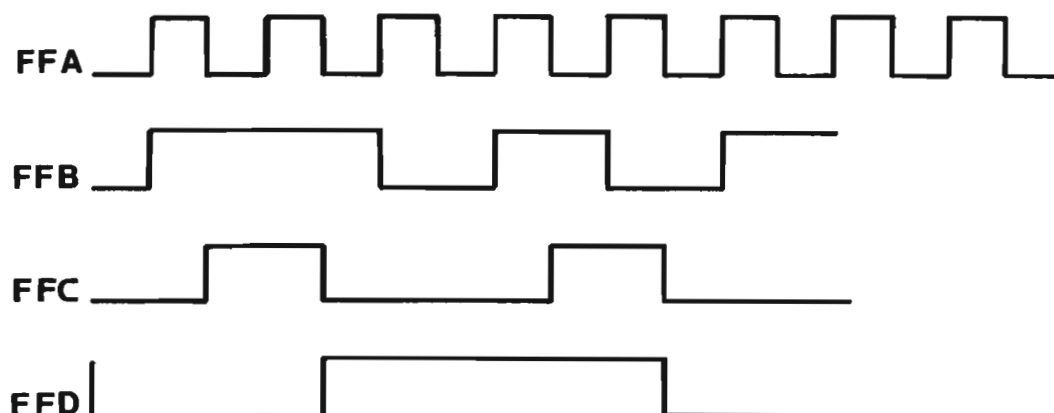



Fig. 42 - Esempi delle forme d'onda presenti sul circuito.

Per questa ragione, anche se il sistema di conteggio potrebbe terminare al piedino 9 dell'IC4, è previsto un amplificatore-separatore addizionale, che è ricavato da un ulteriore micrologico 914 collegato con le due sezioni in cascata: IC5.

Seguendo il circuito, vedremo che il TR1 dell'IC5 riceve gli impulsi sulla base. Il collettore del TR1 è direttamente unito alla base del TR3 tramite la connessione « 7-3 ».

Il collettore di quest'ultimo è collegato all'uscita via C2. E' da notare che i due collettori sono alimentati con le « Rc » presenti nell'IC (fig. 38) che le « Rb » limitano le correnti in gioco, e che gli emettitori vanno al negativo generale senza ulteriori artifici tramite il piedino 4 dell'IC.

Null'altro da segnalare sul circuito, quindi veniamo al montaggio. Se il lettore rivede per un momento lo schema di figura 40

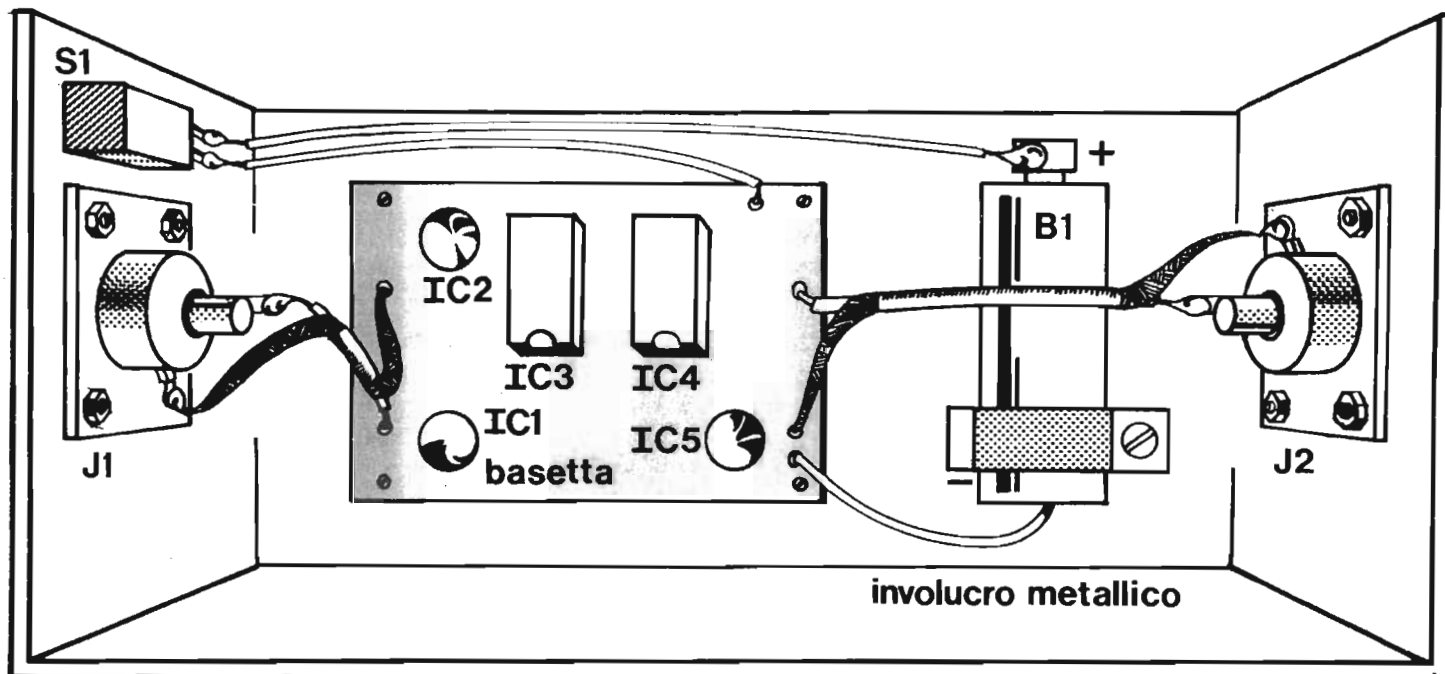
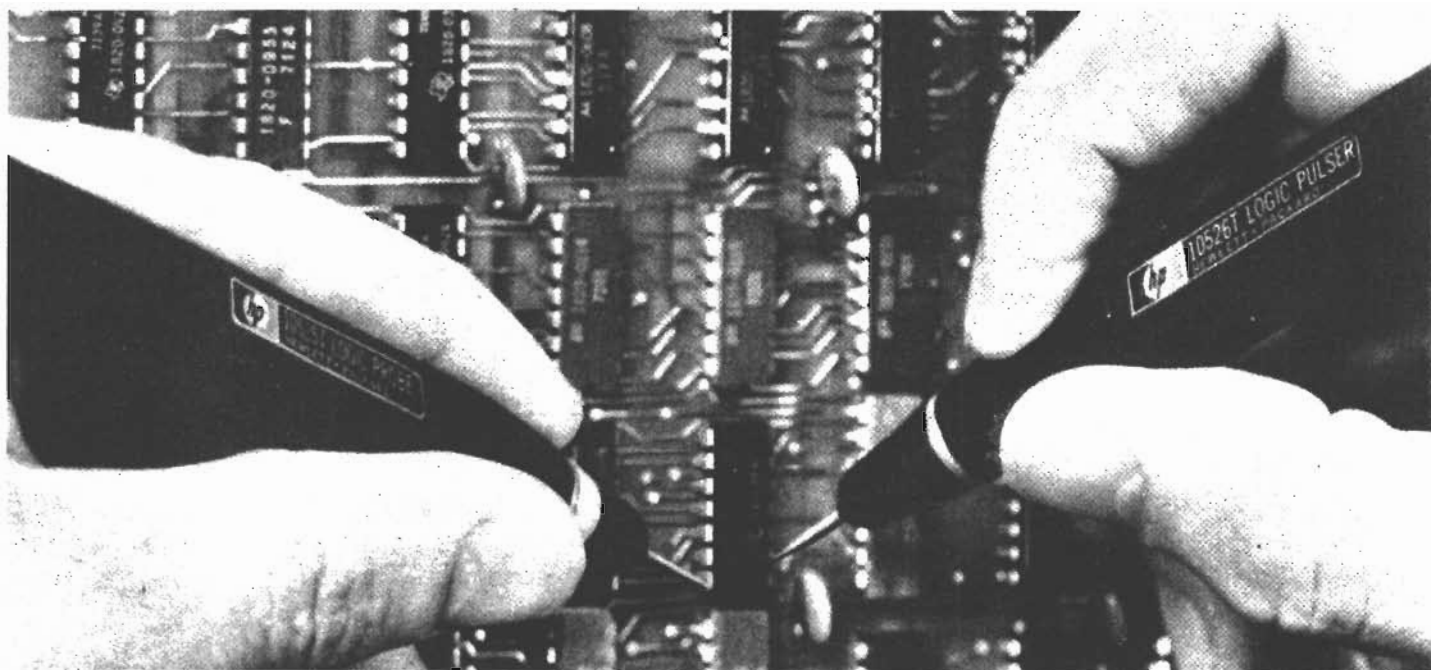



Fig. 43 - Montaggio definitivo del divisore di frequenza ad integrati.

i materiali

B	=	Pila da 3V per « torcia » oppure da 2,8 V al Mercurio (si consiglia quest'ultima).
C1	=	Condensatore da 22.000 pF ceramico, 500 VL.
C2	=	Eguale al C1.
IC1	=	Micrologio 914 S.G.S.
IC2	=	Eguale all'IC1.
IC3	=	Flip-flop J/K modello MC 790/P (Motorola).
IC4	=	Eguale all'IC3.
IC5	=	Eguale all'IC1.
R1	=	Resistore da 82.000 ohm, ½W, 5%.
R2	=	Resistore da 33 ohm, ½W, 10%.
R3	=	Resistore da 820 ohm, ½W, 10%.
S1	=	Interruttore unipolare.

Il montaggio degli integrati su di una basetta per divisore di frequenza professionale.

noterà che il disegno è « teorico-pratico » nel senso che può servire direttamente come guida al cablaggio. Per questo apparecchio il circuito stampato non è consigliabile a causa dei numerosi « incroci » tra le connessioni. Confessiamo di aver tentato di realizzare uno chassis stampato, per il prototipo, senza troppo successo. In qualunque modo si disponessero i contatti, risultavano sempre necessari numerosi « jumpers », o « cavalletti » in filo, per completare il cablaggio.

il montaggio a due dimensioni

Diversi jumpers sono certamente antiestetici, quindi non possiamo incoraggiare il lettore in questo senso. Può darsi però che chi legge sia più bravo di noi nello studiare i fili « aggiranti »: se è così lo lasciamo libero di procedere. Se invece non è tanto dotato e desidera comunque effettuare il montaggio « a due dimensioni » gli consigliamo di prendere in considerazione la plastica « a doppia ramatura »; vale a dire metallizzata su ambedue le superfici. Questo tipo di materiale consente di realizzare anche gli « incroci » più vari senza fastidi.

Se però il nostro amico vuole evitare ogni complicazione, eccezionalmente proponiamo per questo apparecchio il cablaggio « da punto a punto »: vale a dire effettuato con fili flessibili isolati di tipo convenzionale. Il cablaggio non è critico, e copiando la disposizione della figura 40 non accadranno inneschi di sorta. Ovvero, il prototipo, cablato in tal modo non ne manifesta, il che ci induce a ben sperare; le apparecchiature elettroniche talvolta sono più bizzose di una primadonna e più misteriose delle piramidi! Anche adottando i collegamenti effettuati come abbiamo suggerito, la basetta può comunque essere in plastica: bachelite o simili.

La figura 43 mostra la « finitura » dell'apparecchio, ovvero il montaggio della basetta completa in un adatto contenitore metallico, che può essere una scatola Teko da 140 x 40 x 70 mm. Ai due lati troveranno posto due connettori femmina coassiali di

tipo BNC o analoghi. La pila sarà montata con un cavaliere ed S1 sarà fissato sul fronte della scatola.

Prima di collaudare lo « scaler » sarà bene rivedere ogni collegamento: in particolare sarà necessario controllare che gli IC siano inseriti in circuito senza errori relativamente al « verso », e quindi alla numerazione dei piedini. Si osservi, per IC3 e IC4 la tacca terminale che è svasata nella plastica, e per IC1-IC2-IC5 il « lato » leggermente appiattito che identifica i contatti 1-8.

Anche se gli IC oggi costano ben poco, rispetto a qualche anno addietro, sarebbe un peccato distruggerne alcuni per la fretta di provare! Se comunque al controllo tutto pare giusto e corretto, nulla si oppone al collaudo.

i volt ai capi del calibratore

Un primo tentativo può essere applicare una cuffia all'uscita ed azionare « S1 ». Se dopo il « clic! » iniziale non si ode altro, « almeno » non vi sono inneschi, il che non è poi poco. Per la prova successiva, si prenderà il generatore di figura 36, funzionante a 100 KHZ ma NON lo si collegherà allo « scaler ». Prima di effettuare questa operazione, tramite il voltmetro di figura 27, 31 o altro realizzato in precedenza, e munito della sonda di figura 28, si misurerà la tensione presente effettivamente ai capi « X-Y » del calibratore.

Se essa vale più di 250-400 mV (ed è assai probabile) si varieranno i valori delle due « RX » sino ad ottenere la Veff prevista. Torniamo a ripetere che una tensione di 3/4 Veff può mettere fuori uso il divisore di frequenza, mentre una tensione pari a 300 mV lo satura, falsando la precisa funzione. Ottenuto che sia il valore giusto, il Marker potrà essere collegato al divisore e nella cuffia connessa (come nella prova precedente) all'uscita, si udrà un sibilo acutissimo. Questo sibilo rappresenta il segnale a 10 KHZ, ottenuto da quello a 100 KHZ entrante dopo la divisione « X10 ». Evidentemente, se il suono si ode lo « scaler » lavora come previsto e può essere impiegato. Se non lo si ode... iniziano i guai! Per una efficace verifica delle funzioni occorre un oscilloscopio. Basta comunque un apparecchietto anche a banda non molto larga, che oggi tutti hanno. Collegando lo scope al collettore del TR1 compreso nell'IC1 (piedino 7) il segnale presente all'ingresso lo si dovrebbe ritrovare tosato ad un livello che dipende dall'ampiezza del medesimo, ma a parte la tosatura, indistorto. La successiva prova, più illuminante, sarà effettuata all'uscita del trigger (piedino 6 dell'IC2). Qui la tensione deve apparire decisamente squadrata, e deve avere una ampiezza eguale a 1,4 Vpp, con una tolleranza del 20%.

Il segnale deve essere identico al piedino 6 dell'IC1 (ovvero al piedino 2 dell'IC3) ma logicamente deve avere un andamento negativo a causa dell'effetto dell'inversore.

Se fin qui tutto va bene, i flip-flop successivi non dovrebbero proprio dar luogo a « sorprese »: dopo ciascun elemento operazionale la frequenza ovviamente deve diminuire, come previsto. Al piedino 1 dell'IC5, se il segnale è presente, è fatta; l'amplificatore che segue è elementare.

Se però questo non funziona, se non « passa » gli impulsi, il motivo risiede certamente in qualche banale « sbadataggine » di collegamento facile a correggersi.

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

IL FREQUENZIMETRO

Le principali grandezze di qualunque segnale sono la tensione e la frequenza.

Qualsiasi oscilloscopio che possegga l'asse dei tempi accuratamente calibrata ed una calibrazione egualmente precisa per l'amplificatore verticale, può servire per valutare l'una e l'altra. Come abbiamo più volte detto, però, una misura elettronica è valida solo se consente una stima precisa del fenomeno che interessa. Ora, perché l'oscilloscopio possa servire da voltmetro elettronico, e « peggio » da frequenzimetro, è necessario che la sua qualità sia davvero buona. Se l'operatore non dispone di uno strumento della classe « da un milione in poi » (Hewlett-Packard, Textronics, Solartron, Rhode e Schwartz o simili) è meglio che si limiti ad osservare sullo schermo la forma d'onda traendone le possibili indicazioni, ma è altrettanto bene che non cerchi di far fare allo strumento ciò che non è materialmente possibile.

Un voltmetro elettronico accuratamente calibrato, è quasi sempre più preciso dell'oscilloscopio « medio » o « modesto » nelle misure di tensione. Un ragionamento analogo vale, per la frequenza, e le relative misure.

le figure di Lissajous

Molti tecnici e sperimentatori usano verificare le frequenze comparando i segnali con la rete-luce secondo il metodo di Lissajous, che consiste nell'inserire simultaneamente rete e segnale da misurare sui due assi dello strumento.

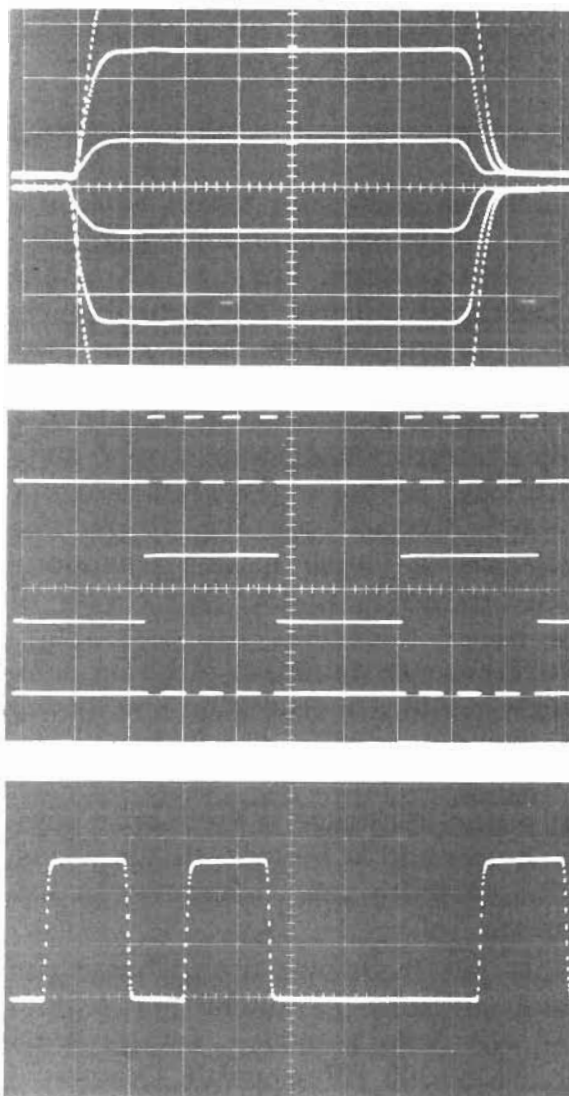
Ora, questo metodo è utile solo per frequenze molto basse (inferiori a 500-600 HZ); per segnali sinusoidali; nonché per segnali « netti »: multipli precisi dei 50 HZ della rete-luce. Infatti il responso è chiaro per, poniamo, 200-250-300 HZ e simili. Quando il

rapporto non è tra fondamentale e multiplo preciso, la cosa si ingarbuglia: e non in senso letterario, ma materiale. Si veda per esempio la figura 44. I rapporti 2 : 1; 1 : 5; 10 : 1 sono nettissimi, ma non è certo facile distinguere tra i rapporti 6 : 5, 5 : 3, ed altri analoghi: è certo meglio impiegare un frequenzimetro che cercar di dipanare simili intrichi.

la forma d'onda allacciata

Qualcuno dirà che lo sweep può identificare ogni frequenza, ma ciò è assolutamente errato; nell'oscilloscopio « normale » infatti noi abbiamo più scale, poniamo 100 HZ, 1.000 HZ, 2.500 HZ (o i corrispondenti mS) fisse; più un verniero. Tale verniero serve per sincronizzare i segnali ma NON è calibrato, sicché una forma d'onda « allacciata » dallo sweep può essere compresa tra, poniamo, 5.000 e 7.500 HZ; ma lo strumento non dice se ha un valore di 5.500, 5.800, 6.000, 6.100 HZ... dà una certa, ampia approssimazione poco utile.

Quindi diciamo che anche per le misure di frequenza serve un... frequenzimetro! Lapalissiano? Beh, osservando quanti e quali metodi sperimentali sono impiegati da riparatori e sperimentatori, in questa funzione, non diremmo.

Fig. 44 - Alcuni esempi di figure che si ottengono sull'oscilloscopio.

In questo capitolo vedremo appunto dei frequenzimetri audio, dal più semplice ed elementare ad un tipo già di buon livello.

Inizieremo col dire che i nostri misuratori sono tutti muniti di indicatore milliamperometrico a bobina mobile.

Abbiamo di proposito escluso i contatori digitali perché noi scriviamo all'inizio del 1972, ed oggi un frequenziometro munito di un display numerico costa ancora sulle 30.000 lire per decade: come dire che un contatore « millesimale » a quattro soli Nixie comporta una spesa di acquisto, per le parti, considerato l'alimentatore e l'involucro, accessori ecc., che assomma a centocinquantamila lire. Troppo per lo sperimentatore, troppo anche se non si considera la difficoltà di cablaggio e della costruzione meccanica. Siamo certissimi che tra un paio di anni la cosa avrà mutato aspetto; nel 1973 gli indicatori numerici, grazie alla sempre crescente produzione costeranno assai meno e le decadi saranno allora disponibili premontate in gran copia ed in un clima fortemente concorrenziale.

I frequenzimetri « a indice » saranno così avviati ad un immancabile tramonto. In questo periodo di transizione, però, preferiamo attenerci al tradizionale pur « vedendo » chiaramente la supremazia dei nuovi sistemi.

Niente Nixie e tubi vari, quindi: almeno in questa prima edizione del manuale, che ovviamente, ci auguriamo, possa avere un prosieguo.

Chiusa la lunga ma doverosa premessa eccoci a parlare, in pratica, dei frequenzimetri.

MISURA DI BASSA FREQUENZA

Per comprendere come essi funzionino, vediamo il tipo più semplice che sia possibile concepire; esso è totalmente « passivo »: come dire che non usa alcuno stadio amplificatore e quindi nessun sistema proprio di alimentazione. Ha inoltre una possibilità di misura molto ridotta; una sola scala per frequenza, bassissima: 30-300 HZ.

Anche così può comunque essere considerato uno strumento pratico. Lo si può utilizzare per osservare la stabilità della rete-luce, o per verificare il responso ai « bassi » di qualunque amplificatore. E' forse inutile rammentare che la parte inferiore dello spettro audio è una delle più « delicate » nei confronti dell'amplificazione HI/FI.

Il nostro apparecchietto (fig. 45) reca in sé tutte le caratteristiche fondamentali degli strumenti anche molto più complicati.

Un frequenzimetro, punto primo, deve essere insensibile alla tensione del segnale in misura, e per quanto possibile non deve essere turbato dalla forma d'onda del medesimo.

Nel nostro circuito, la Z1 è inserita nel percorso del segnale da misurare. Trattasi di un avvolgimento a bassa resistenza per una elevata impedenza: la prima condizione è raggiunta impiegando un filo in rame dal diametro piuttosto largo: 2 mm. La seconda, munendo l'avvolgimento di un nucleo toroidale in ferroxcube (Philips). Non occorre autocostruire l'elemento detto: un filtro telefonico di recupero può ben servire, e peraltro anche una bo-

Fig. 45 - Circuito elettrico

bina di correzione TV da 80-120 mH può essere impiegata.

La funzione della « Z1 » è evitare la fluttuazione troppo rapida delle correnti, ed in particolare, l'integrazione delle eventuali « punte » presenti nel segnale che vengono tolte, o, diciamo, « spianate ». Osservando i punti « A » e « B » del circuito di figura 45 la funzione detta risulterà chiara. Per evitare che la tensione del segnale influisca sulla misura è previsto il diodo Zener « DZ1 » che squadra il segnale incidente al valore massimo di 6V.

La R1 limita la corrente che attraversa la giunzione. In definitiva, qualunque sia la forma d'onda e la tensione del segnale all'ingresso, al punto « C » otteniamo un'onda pressoché quadra dall'ampiezza contenuta e dalla frequenza variabile. Ora, per la nostra misura, occorre « differenziare » il segnale in modo da ottenere degli impulsi diritti eguali come forma ed ampiezza ma « quantitativamente » proporzionali alla frequenza.

l'indicazione e il numero degli impulsi nel tempo

Questa operazione è eseguita a cura del circuito C1-D1-D2-R1, che è un semplice « count-rate-meter » (per dirla all'americana) in cui la porzione negativa dei transitori è filtrata via dal D2, ed M1 dà una indicazione direttamente proporzionale al numero di impulsi nel tempo. Ciò è possibile perché l'indicatore ha una notevole inerzia propria, e non può « vibrare » in seguito ad ogni impulso: esso ottimizza, in altre parole, dando un responso « medio » che però è strettamente legato alla frequenza; quindi, appunto, M1 misura la frequenza.

Come abbiamo detto, questo strumento è rudimentale, ma non tanto da non poter servire per gli impieghi esposti in precedenza. La calibrazione è molto semplice: come segnale-campione si userà la rete-luce che, come è noto ha un valore di 50 HZ che si noti bene) in molti periodi delle 24 ore è piuttosto stabile.

Queste ore sono prevalentemente notturne, allorché le fabbriche non lavorano e sulla rete non appaiono carichi improvvisi e

i materiali

C1 = Condensatore ceramico da 10.000 pF/50 VL.
D1 = Diodo al Germanio OA85 oppure AA119.
D2 = Eguale al D1.
DZ1 = Diodo Zener da 6V di qualsiasi marca da 1W.
M1 = Indicatore da 50 microA f.s. (vedi testo).
R1 = Resistore da 1.000 ohm, 1W - 10%.
Z1 = Impedenza da 100 mH (vedi testo).

violentemente mutevoli. Quindi, di notte, si collegherà alla rete l'ingresso del nostro strumento curando però di interporre tra la Z1 e la tensione a 220 V una resistenza da 220.000 ohm.

Ciò perché ovviamente il frequenzimetro non può sopportare una simile ampiezza, né per altro sarebbe utile che lo potesse dato che « segnali » del genere non si riscontrano quasi mai nella pratica dello studio o del collaudo dei circuiti.

Abbiamo detto che la gamma di lavoro prevista per l'apparecchio è 30-300 HZ, quindi, impiegando per « M1 » un indicatore da 50 micro A f.s. recante una scala divisa in sei settori, lineare e standardizzata reperibile correntemente, così come il tipo a 5-8-10 settori presso i distributori di strumenti) avremo 50 HZ esattamente sulla prima tacca. Ora, tutta la taratura consisterà semplicemente nel ruotare R1 sin che l'indice corrisponda (senza errori di parallasse) con la divisione detta. Ciò fatto si può essere certi che la scala corrisponda ai valori previsti, sia pure con un errore percentuale del 10-15% verso « l'alto », cioè da 250 HZ in poi.

Nulla da osservare a proposito del cablaggio, in questo caso particolare: la filatura è del tutto acritica così come la posizione delle parti. Il lettore, se vuole realizzare questo semplice strumentino indicativo può quindi scegliere da solo il migliore basamento, l'idoneo contenitore, i diversi particolari pratici che la sua pur minima esperienza gli suggerisca.

SEMPLICISSIMO FREQUENZIMETRO

Se l'apparecchio visto prima era un esempio di realizzazione « introduttivo », tendente più ad esporre dei principi che a consigliare un impiego di laboratorio (anche se questo è pur sempre possibile) vedremo ora un frequenzimetro più « pratico »; a larga banda, semplice, facile a costruirsi.

In genere, allorché si descrive uno strumento, si usa premettere i pregi e poi « sparpagliare » nel testo le segnalazioni negative,

Fig. 46 - Frequenzimetro transistorizzato con trasformatore.

dando tutto il tempo al lettore di assimilarle e forse, ignorarle: questo iter è ormai classico per certi autori « furbettoni ».

Nel caso attuale faremo esattamente il contrario: diremo subito che questo indicatore ha due grossi handicap. E' necessario usare un indicatore da 25 micro A f.s., fragile e costoso. B) L'indicazione è buona e precisa tra 1.000-1.300 HZ e 20.000 HZ, mentre sotto i 1.000 HZ non è altrettanto lineare. Dopo questa subitanea e choccante denuncia, vediamo il circuito: figura 46. L'ingresso è ai capi del primario del trasformatore TI. Da questo dipende in larga misura la banda del frequenzimetro, quindi l'elemento deve essere di qualità ottima. E' consigliato un Danavox « 9201-81-H/325 » reperibile presso la G.B.C. Italiana sotto la sigla di catalogo HT/2590. Poiché questo trasformatore ha una impedenza primaria eguale a 20.000 ohm, tale è teoricamente il valore di entrata del misuratore meno il valore riflesso; per cui in pratica la « Z1 » reale vale circa 10 K.

il transistor come squadratore

Ai capi del secondario è connesso TR1 che serve da squadratore dei segnali e quindi da limitatore dei medesimi e « formatore ». Per un buon funzionamento, i segnali da misurare non devono essere troppo deboli, in quanto non è previsto un preamplificatore: la resa migliore si ha tra 3 e 5V eff.

Vedremo in seguito strumenti più sensibili di questo.

Tornando al nostro, diremo che i segnali squadrati sono differenziati da C1-C2 in unione alla resistenza interna dell'indicatore. Quest'ultimo « legge » la carica del C3, istante per istante, ed essendo questa direttamente proporzionale alla frequenza tramite l'azione dei diodi si ha appunto una indicazione in HZ su di una banda estremamente ampia: tutto lo spettro audio, in pratica. Purtroppo, come abbiamo sottolineato a priori, l'indicazione è lineare solo « dopo » i 1.300 HZ: lo scotto da pagare in cambio della semplicità!

Non vi sarebbe altro da osservare, ma vedremo per un momento « S2 ». Questo interruttore è necessario a causa della grande sensibilità dell'indicatore usato, ed è un controllo importante, di uso continuo. Praticamente, prima di effettuare qualunque misura S2 dovrà risultare chiuso perché l'impulso di carica iniziale del C3 tende a far battere a fondo scala il fragile indice del microamperometro. In altre parole ogni misura sarà effettuata come segue:

A) Chiuso prima S2, si chiuderà anche S1 dando tensione.
B) Si applicherà all'ingresso il segnale da misurare.
C) Si aprirà S2 leggendo il valore.

E' da notare che S2 serve anche per il trasporto del frequenzimetro. Esso sarà chiuso, diciamo, « a riposo », ed in tal modo eviterà che l'equipaggio dell'indicatore subisca eventuali brusche oscillazioni meccaniche. Se il concetto non è chiaro, aggiungeremo che l'interruttore, cortocircuitando « M1 », fa sì che le FEM generate dalla bobina mobile, mossa « meccanicamente » tra le

attenzione all'indice dello strumento

Frequenzimetri a lettura digitale. Si tratta di strumenti molto costosi.

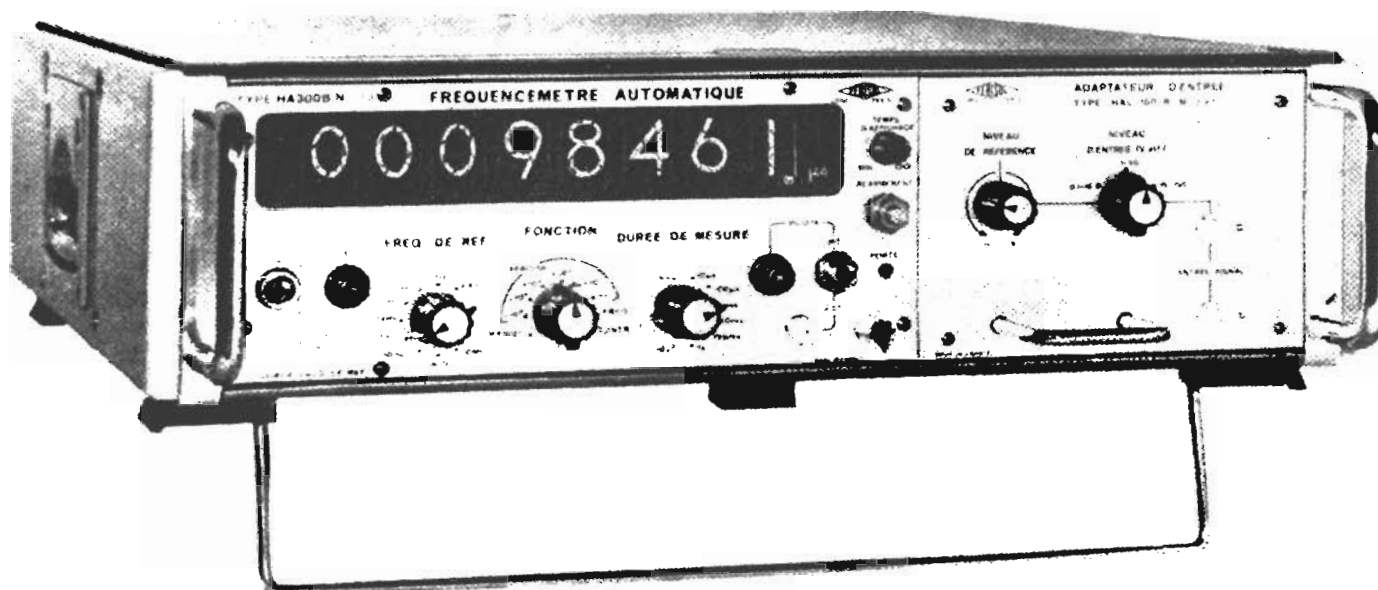
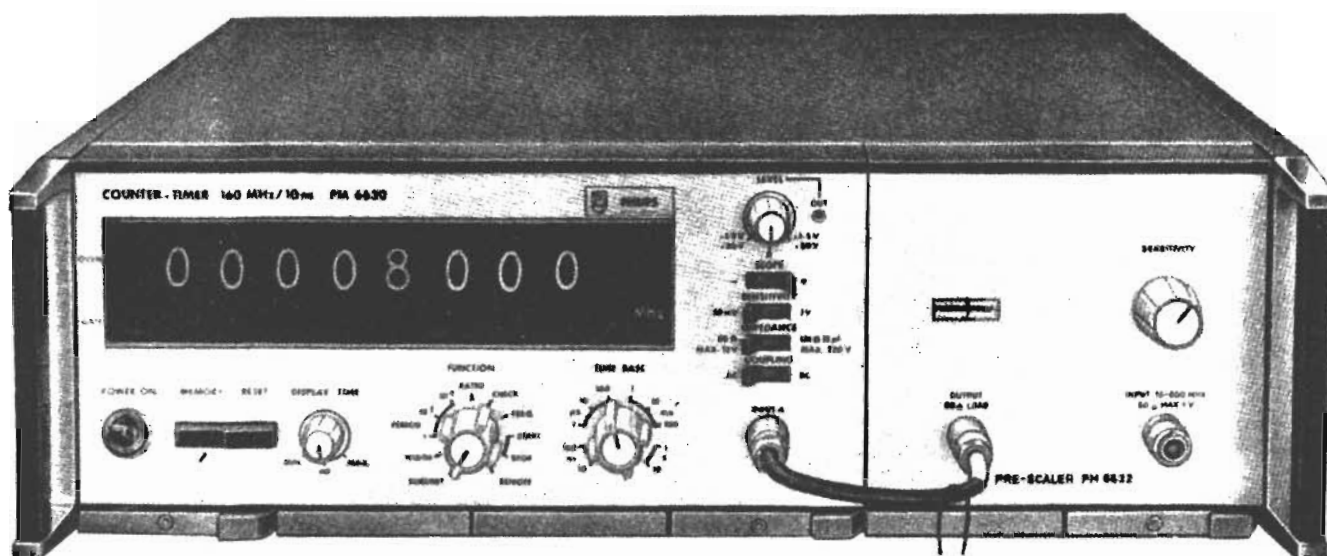
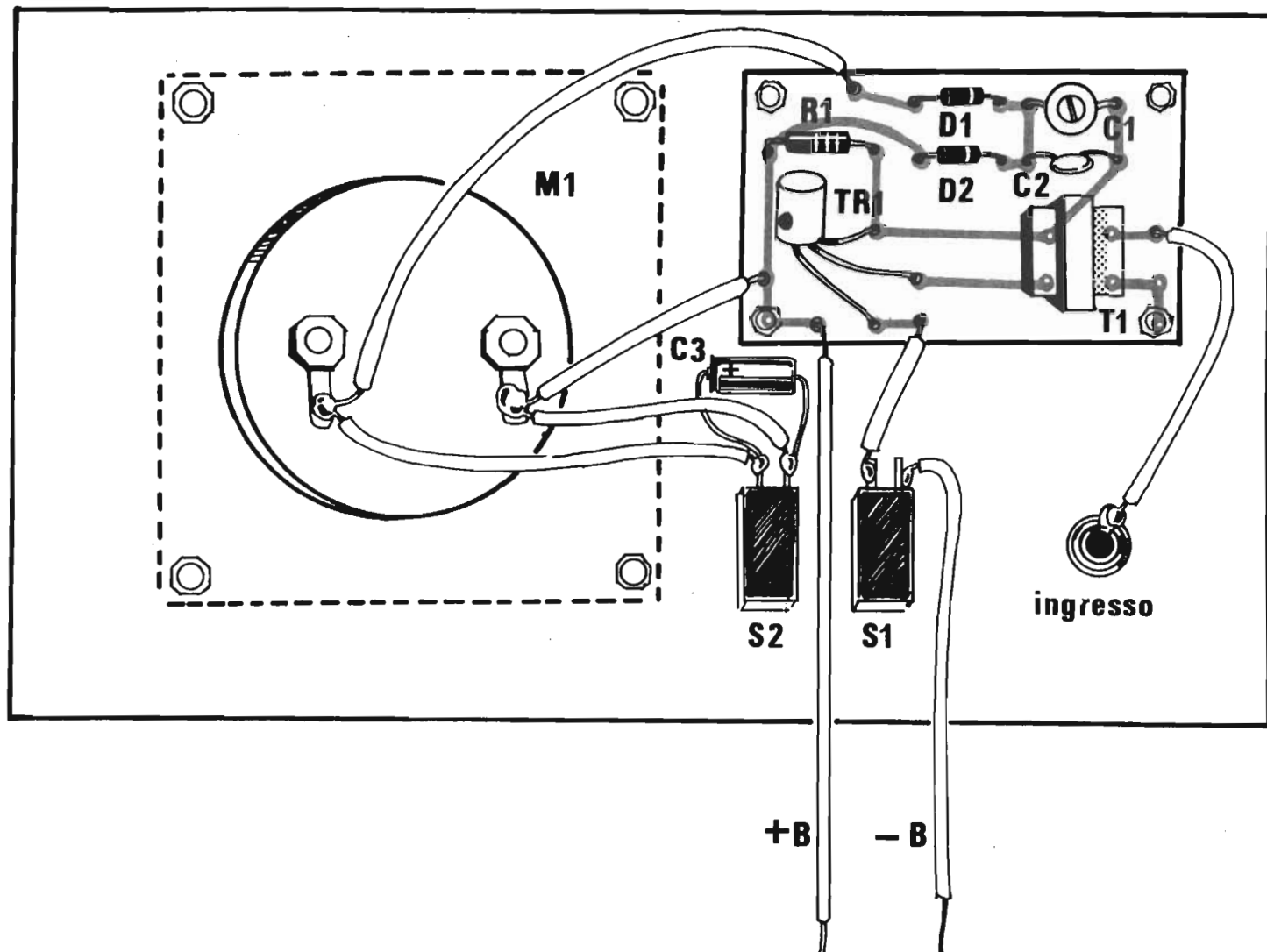



Fig. 47 - Montaggio definitivo su pannello del frequenzimetro.

i materiali

B = Pila al Mercurio da 1,4 V (vedi testo).
C1 = Compensatore da 450-470 pF max G.B.C. 0/54-2.
C2 = Condensatore a mica argentata da 470 pF.
C3 = Condensatore Styroflex da 2 μF/10 VL (ITT/MPT-5 o similare).
D1 = Diodo al Germanio AA119 o analogo.
D2 = Diodo eguale al D1.
M1 = Indicatore da 25 microA fondo scala (vedi testo).
R1 = Resistore da 150 ohm, ½W - 10%.
S1 = Interruttore unipolare.
S2 = Interruttore unipolare.
T1 = Trasformatore G.B.C. « HT/2590 »: vedi testo.
TR1 = Transistore AC125.

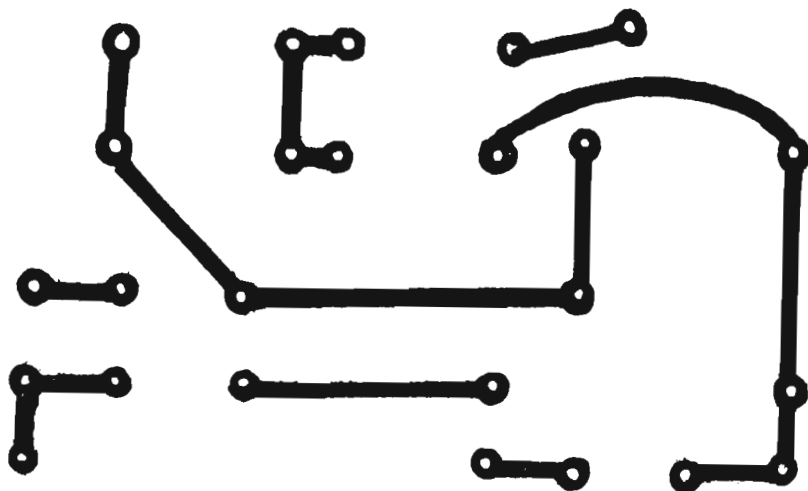



Fig. 47 bis - Traccia del circuito stampato utilizzato.

espansioni polari del magnete, tendano a frenare i movimenti stessi opponendosi agli « swing » con una specie di « reazione negativa elettromeccanica ».

Parliamo ora della realizzazione del frequenzimetro.

MONTAGGIO A TUTTO PANNELLO

Il nostro campione seprimentale è montato « tutto sul pannello » come indica la figura 47. Tale pannello misura 130 x 100 mm; ed è in alluminio crudo da 10/10. L'indicatore è un « Mega » mod. « BM55/TL » dal prezzo netto, tutto sommato, non eccessivo: 6.300 lire. Poiché altre Case esitano strumenti da 25 microA a prezzi doppi e tripli di quello detto, e poiché in qualche città un indicatore del genere risulta irreperibile, diremo che l'indirizzo della Ditta Mega è il seguente: via A. Meucci 67, Milano.

Le misure del BM55/TL consigliato sono 90 x 80 mm, e l'aspetto è piacevole e moderno.

Ciò detto, non occorre aggiungere altro. M1 è montato a sinistra del pannello: sulla destra trovano posto S1-S2, interruttori miniatura professionali G.B.C. ed accanto a questi è fissato il bocchettone coassiale BNC d'ingresso. Il trasformatore T1 con TR1, D1-D2, C1-C2, ed R1 sono tutti sistemati su di un pannellino forato « Montaflex » G.B.C. Tale pannellino (in pratica un ritaglio di una basetta più ampia) misura 70 x 35 mm ed è a sua volta fissato sul pannello generale mediante distanziali angolari metallici. La pila B1 è tenuta ferma da un cavaliere. E' da notare che lo strumento assorbe una corrente irrilevante (poche decine di microAmpère: il valore esatto dipende dalle Ico del TR1 e dal suo guadagno reale) quindi la durata della « B1 » è estremamente elevata.

Scegliendo per la « B » un elemento al Mercurio tipo Mallory RM-401/H (G.B.C. I/138-5) è certo che per mesi e mesi (anche con un impiego di laboratorio frequente) non sarà necessaria alcuna sostituzione.

Vediamo ora il collaudo e la regolazione del frequenzimetro. Per effettuare un lavoro preciso, veramente degno di uno stru-

mento occorrono due dei dispositivi trattati in precedenza. Essi sono il calibratore di figura 36 con il divisore di frequenza di figura 40. Il calibratore recherà due cristalli da 100 KHZ e da 200 KHZ: ai capi di uscita della decade avremo quindi 10 e 20 KHZ. Per prima cosa, come abbiamo detto, chiuderemo S2 del frequenzimetro, poi interconnessi i tre strumenti potremo iniziare il lavoro. Azioneremo gli interruttori generali di tutta la serie e poi apriremo anche S2. Se è inserito il cristallo da 200 KHZ, nel calibratore, l'indicatore M1 dovrebbe deviare a fondo scala. Ove ciò non avvenga, sia perché la segnalazione è scarsa, sia perchè l'indice « batte » sull'arresto, C1 sarà ruotato quanto basta per ottenere una perfetta coincidenza con il segnalino terminale della scala. Con ciò la taratura in effetti si potrebbe ritenere conclusa, ma dato che si dispone anche di un segnale a 10 KHZ è certo bene effettuare la controprova: ma, attenzione! NON ruotate semplicemente il commutatore del generatore RF! Rammentate di chiudere sempre prima « S2 » del frequenzimetro. Comunque, se tutto va bene, riaperto S2 l'indice di M1 dovrà portarsi esattamente a metà scala. Una tolleranza del 5/10% dovrà essere accettata, una superiore no.

Se v'è una differenza maggiore tra le due indicazioni il difetto dovrà essere ricercato in un cattivo transistore, in una regolazione inesatta del C1 o in qualche altro componente avariato o « fuori » dalle caratteristiche nominali. Data la semplicità del circuito noi però propenderemmo per l'esatto funzionamento, il che auguriamo ovviamente al lettore.

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

I FREQUENZIMETRI DA LABORATORIO

In questo capitolo vedremo un frequenzimetro « completo » e perfettamente idoneo all'impiego di laboratorio. Possiede tre scale: 0-2000 HZ; 0-20.000 HZ; 0-200.000 HZ. E' fortemente insensibile alla forma del segnale ed alla relativa tensione.

Esaminiamone il circuito: figura 48.

Se noi paragoniamo questo apparecchio con quello di figura 45 scopriamo delle sorprendenti analogie « funzionali »; come dire che i segnali sono « trattati » in modo molto simile.

Anche il frequenzimetro « elaborato » possiede uno squadratore dei segnali, che però è realizzato tramite un trigger di Schmitt per ottenere una precisione elevata; nonché un differenziatore, un formatore di impulsi ed un sistema integratore di lettura.

Vediamo i dettagli.

semiperiodi sinusoidali

Il segnale, via C1-R1 è portato al D1 che tronca la porzione negativa di esso; siano impulsi, semiperiodi sinusoidali, altra forma di onda. Ciò perché per il funzionamento del nostro apparecchio servono solo i periodi o semiperiodi positivi. TR1-TR2 formano il trigger pilotato da questi segnali. Abbiamo già visto uno stadio analogo trattando il divisore a decade di fig. 4 (capitolo nono) quindi non ci pare logico ripetere tutta la chiacchierata; rammenteremo solo che si tratta di un assieme « a scatto » che ha due possibili stati; quello « di conduzione » è ottenuto quando la tensione di ingresso raggiunge un certo valore, mentre la « caduta » allo stato di interdizione « automatico ».

Ciò che interessa, comunque, è che il trigger di Schmitt è un perfetto formatore di onde quadre. Nel nostro frequenzimetro, infatti, tale è la sua funzione. Per qualsiasi segnale all'ingresso

di qualunque forma ed ampiezza, TR1-TR2 rendono un segnale quadro all'uscita dell'ampiezza sempre eguale, costante. Al collettore del TR2, il segnale quadro è portato al differenziatore, costituito come al solito da una capacità.

Poiché si prevedono tre scale diverse, nel nostro caso i differenziatori sono tre: C4-C6-C8. E' da notare che ogni condensatore fisso ne reca uno variabile in parallelo: C3-C5-C7. In tal modo la regolazione finale può essere effettuata scala per scala, ottenendo una precisione migliore ed evitando che « regolata-una-banda-si-sia-starata-l'altra » come immancabilmente avviene negli apparecchi che usano più scale ed un solo trimmer.

TR3 funge da amplificatore degli impulsi e da « formatore » dei picchi che pilotano lo stadio finale « servostrumento » costituito da TR4.

Come si nota, la base del TR3 è polarizzata da un trimmer, R8. Quest'ultimo è previsto per regolare l'ampiezza degli impulsi triangolari che pilotano il TR4, dato che la lettura ricavata tramite M1 dipende principalmente dalla frequenza dei segnali che giungono al TR4, ma la ampiezza dei medesimi può provocare una linearità minore o maggiore, o addirittura falsare del tutto le scale se non è quella prevista, che può essere appunto « centrata » con il trimmer semifisso.

MONTAGGIO DEL CIRCUITO NEL CONTENITORE

Non v'è altro da osservare, sul circuito, quindi possiamo venire direttamente alla discussione del montaggio. Tra i tanti contenitori reperibili in commercio, noi, per il prototipo di questo frequenzimetro, abbiamo scelto una scatola Teko formata da due elementi: una « base » in alluminio lucido da 130 x 190 x 70 mm, ed un « coperchio » anodizzato, nero, appena più lungo ed egualmente alto e largo. Sul pannello (lato anteriore della semiscatola-base) sono montati M1, CM1, S1 e il bocchettone di ingresso. Tutte le altre parti, eccettuata la pila, trovano posto su di una basetta « prestampata » a settori che misura 120 x 100 mm.

Tale chassis è fissato con quattro distanziali cilindrici alti 25 mm angolati. La disposizione delle parti e delle connessioni appare nella figura 48 bis: consigliamo di seguire il tracciato esposto senza troppe variazioni, perché un cablaggio concettualmente errato può facilmente dar luogo ad oscillazioni parassitarie o ad altri « antipatici » fenomeni che appaiono come guasti difficili da localizzare ed identificare, dando luogo a strane manifestazioni. Per esempio l'indice di M1 che batte a fondo scala senza alcun segnale applicato all'ingresso, oppure la scala più alta che appare « impossibile a regolarsi » o non misura nulla, o dà indicazioni del tutto assurde. O altri fenomeni del genere.

Generalmente le connessioni tra chassis e pannello non sono molto critiche. Nel nostro caso non è così, dato che quelle dirette al CM1 e che da esso « ritornano » portano i segnali e, nella scala che giunge a 200 KHZ, portano segnali a frequenza elevata. E' quindi necessario che esse siano brevi e non aggrovigliate; è inoltre bene che non passino « sopra » alle varie parti per non creare accoppiamenti spuri. Si veda ancora il disegno di fig. 48.

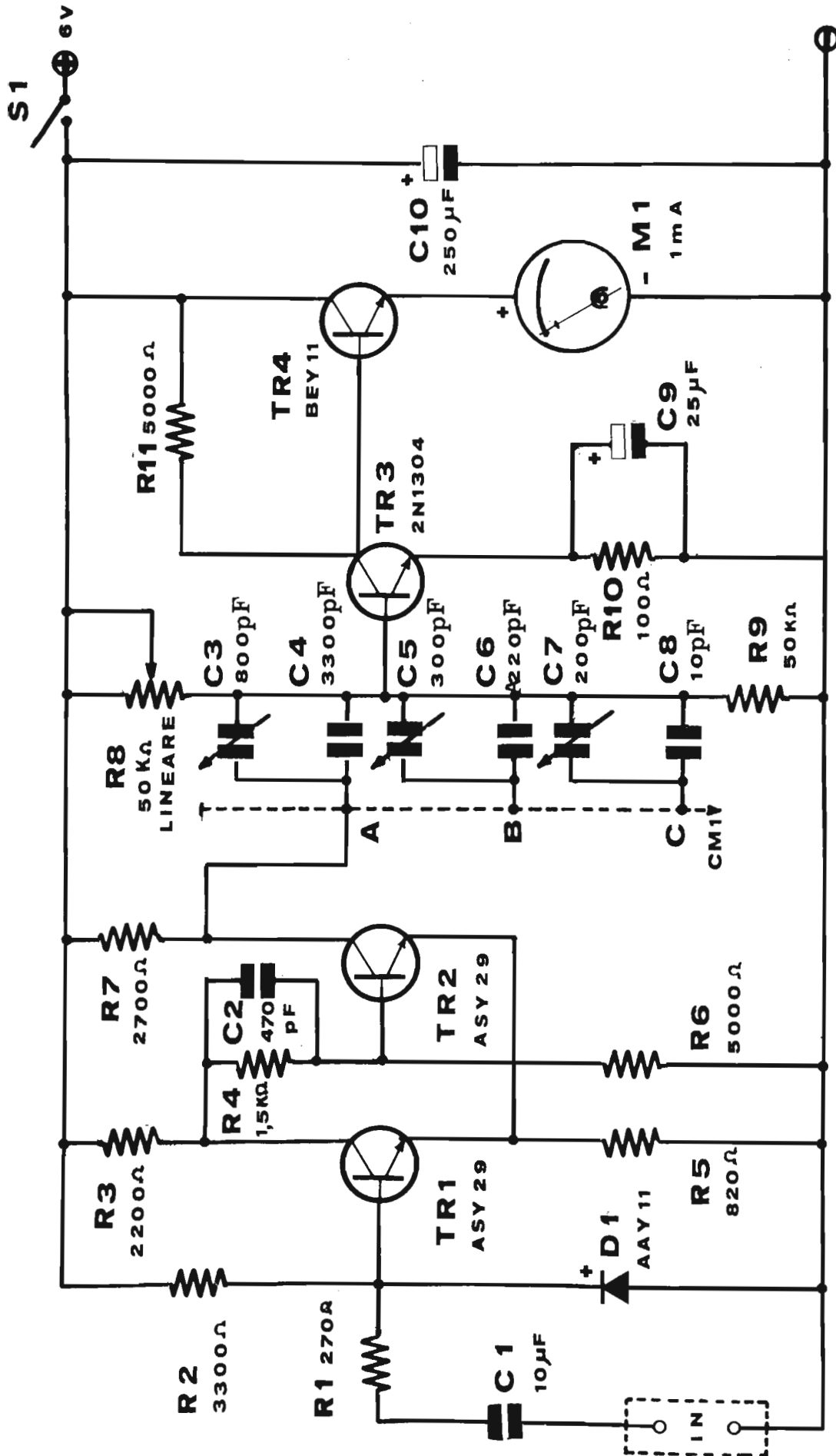



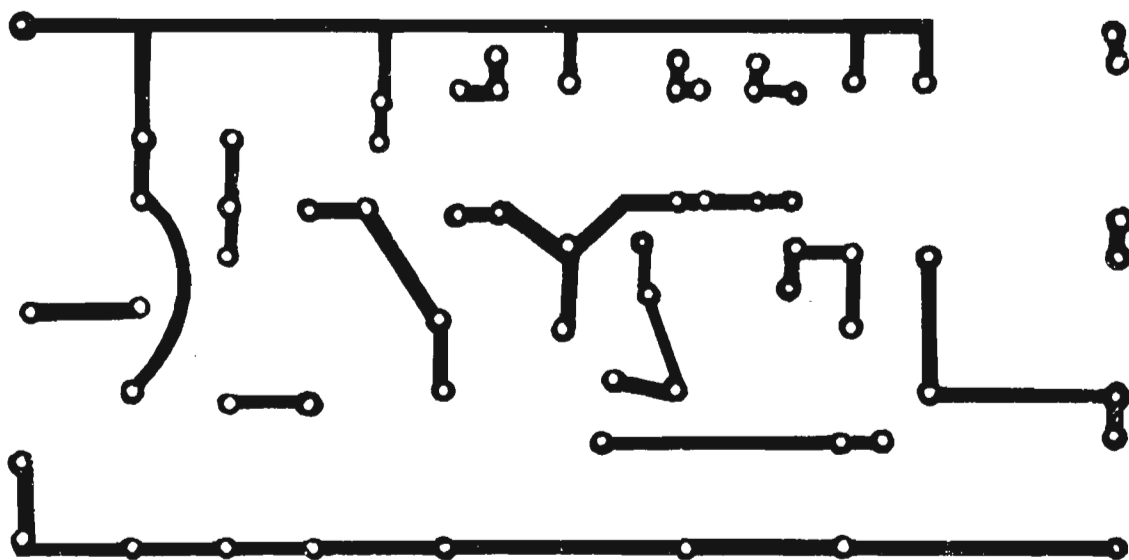
Fig. 48 - Circuito elettrico generale

Ogni eventuale incertezza dovrebbe poter essere dissipata da questa illustrazione. Relativamente ad « M1 » diremo che la segnalazione del frequenzimetro, ove R8 sia ben regolato, è lineare, quindi non occorre ridisegnare la scala. Per altro, se si vuole effettuare un lavoro che anche esteticamente sia valido, conviene togliere la calotta all'indicatore e raschiar via l'indicazione « mA » che vi appare. Essa è logicamente un po' assurda in un frequenzimetro!

REGOLAZIONE E CONTROLLO

Vediamo ora la regolazione.

Dopo i soliti controlli del cablaggio, che sono sempre da effettuare quando un apparecchio impiega alcuni stadi e non è proprio ultra-semplice (ma anche in questi casi una « occhiatina » non guasta certamente), si potrà portare CM1 nella posizione « C » e collegare all'ingresso dello strumento il segnale del calibratore di figura 36 funzionante con un cristallo da 200 KHZ.

Se l'indice di « M1 » in queste condizioni non va a fondo scala, è necessario regolare alternativamente R8 e C7 al fine di ottenere la esatta segnalazione. Se nessuna operazione consente il risultato, può esservi un errore di cablaggio o una sostituzione errata di

Traccia del circuito stampato del frequenzimetro.

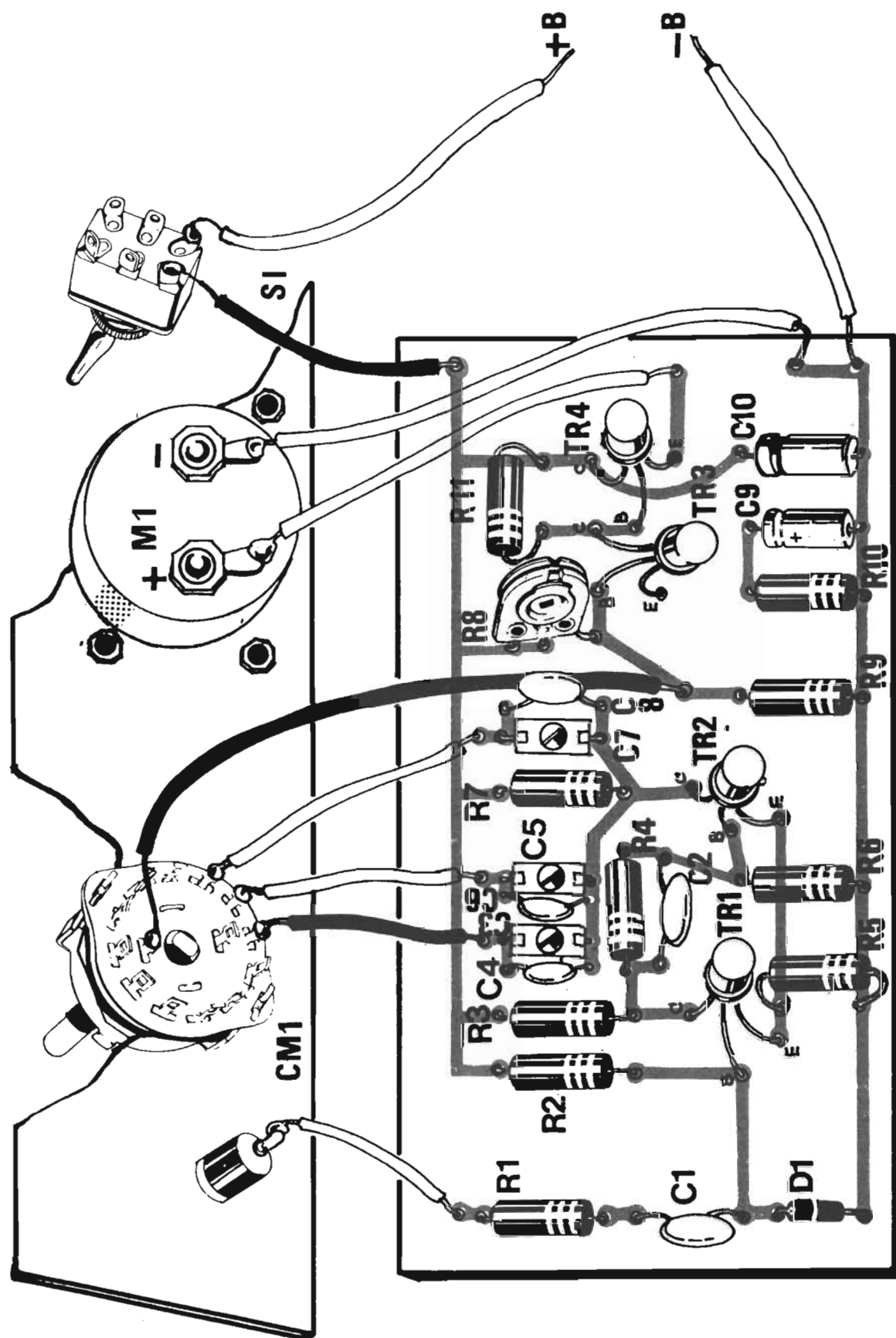



Fig. 48 bis - Cablaggio del frequenzimetro su circuito stampato e pannello.

i materiali

B1 = Pila « per lanterna » da 6V.
CM1 = Commutatore ad 1 via 3 posizioni.
C1 = Condensatore styroflex da 10 μF/50 VL (ITT MPT/5).
C2 = Condensatore ceramico da 470 pF.
C3 = Compensatore a mica da 800 pF max (G.B.C. 0/44).
C4 = Condensatore a mica da 3.300 pF.
C5 = Compensatore a mica da 300 pF max (G.B.C. 0/42).
C6 = Condensatore a mica da 220 pF.
C7 = Compensatore a mica da 200 pF (G.B.C. 0/54-1).
C8 = Condensatore a mica da 10 pF.
C9 = Condensatore elettrolitico miniatura da 25 μF/6 VL.
C10 = Condensatore elettrolitico da 250 μF/12 VL.
D1 = Diodo al Germanio « fast recovery » AAY11 o simile.
M1 = Indicatore milliamperometrico da 1 mA.
R1 = Resistore da 270 ohm, ½W, 10%.
R2 = Resistore da 3.300 ohm, ½W, 10%.
R3 = Resistore da 2.200 ohm, ½W, 10%.
R4 = Resistore da 1.500 ohm, ½W, 10%.
R5 = Resistore da 820 ohm, ½W, 10%.
R6 = Resistore da 5.000 ohm, ½W, 5%.
R7 = Resistore da 2.700 ohm, ½W, 5%.
R8 = Trimmer potenziometrico da 50.000 ohm, ½W.
R9 = Resistore da 50.000 ohm, ½W, 5%.
R10 = Resistore da 100 ohm, ½W, 10%.
R11 = Resistore da 5.000 ohm, ½W, 5%.
S1 = Interruttore unipolare.
TR1 = Transistore ASY29.
TR2 = Eguale al TR1:TR1 e TR2 non devono essere sostituiti.
TR3 = Transistore 2N1304.
TR4 = Transistore BFY11.

qualche componente, ovvero una parte fuori tolleranza o guasta.

Al limite, anche un cattivo cablaggio può far sì che la massima frequenza di misura non possa essere raggiunta: ma ciò lo abbiamo premesso.

verifica della linearità di scala

Se invece l'indicazione c'è ed è precisa, allora conviene usare il cristallo a 100 KHZ del calibratore per verificare la linearità della scala. Ovviamente, passando da 200 KHZ a 100 KHZ, l'indice di M1 deve arretrare dal fondo scala al centro della medesima. Se si ha una indicazione diversa R8 deve essere ritarato, quindi si deve rifare ancora il controllo a 200 KHZ ed a 100 KHZ alternativamente; il che non sarà poi di troppo fastidio perché implica unicamente la manovra del commutatore « CM1 » del calibratore.

Uso del generatore di frequenza per la taratura degli apparecchi televisivi. Sotto, il recorder con il diagramma delle oscillazioni.

Quando le segnalazioni sono precise la scala superiore può dirsi regolata, ma per i pignoli suggeriamo di controllare anche l'inizio della gamma impiegando il « divisore per dieci » di figura 40 in modo da ottenere 20 e 10 KHZ che dovranno ovviamente corrispondere alla prima tacca della scala ed alla posizione mediana tra lo zero e la prima tacca. Se queste ultime prove dessero luogo a sorprese... « spiacevoli », sarà necessario ritoccare ancora R8. Non sia pignolo, però, il lettore, perché una certa tolleranza sul-

il divisore per dieci e le frequenze campione

La scala « X200 KHZ » deve essere accettata: proprio per questa ragione si sono previste le scale inferiori che permettono misure con maggior precisione sulle frequenze più basse.

Passando dalla scala « C » alla « B », ovvero alla regolazione della portata « X20.000 HZ » è necessario lasciar inserito lo « scaler » a seguito del calibratore, in quanto solo così si ottengono le necessarie frequenze-campione, che sono 20 KHZ e 10 KHZ. Questa taratura è ovviamente eguale a quella effettuata per la banda superiore: si regolerà C5 per ottenere l'esatto fondo scala a 20 KHZ, poi con il segnale a 10 KHZ si controllerà la linearità, che peraltro dovrebbe essere buona essendo R8 già aggiustato per il miglior punto di lavoro.

La scala 0-2.000 HZ al momento non sarà regolata poiché sinora non abbiamo ancora visto un adatto generatore di segnali: nei capitoli che seguono saranno descritti idonei oscillatori ed allora torneremo anche in argomento, poiché oltre ad ultimare la taratura di questo strumento, dovremo anche... impiegarlo!

Se per altro il lettore dispone di qualunque generatore audio (anche un semplice « iniettore a penna ») che eroghi un segnale a 1.500-2.000 HZ, potrà verificare l'esatta frequenza dell'audio disponibile tramite il frequenzimetro di figura 46, che come abbiamo detto è preciso da 1.000-1.300 HZ in poi; stabilito il valore esatto potrà poi usare il generatore medesimo per regolare C4. In tal modo l'allineamento sarà completo.

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

I DISPLAY

i moderni visualizzatori

Nel decimo capitolo di questo manuale, dicemmo che non avremmo trattato i frequenzimetri digitali, risultando essi un po' troppo costosi per le parti ed un tantino complessi: almeno valutando le « capacità tecnico-finanziarie » dell'amatore medio.

Non ci contraddiciamo ora, presentando dei « display » numerici; essi non sono strumenti « completi » e come tali difficili da mettere a punto, oltre che da realizzare, ma, potremmo dire, sono la « proposta elettronica » a livello informativo per sostituire l'indicatore milliamperometrico noto, a indice e bobina mobile. Nessun frequenzimetro « completo », voltmetro, multimetro del genere, è nel nostro programma divulgativo, in questa sede.

Il manuale però non sarebbe completo se non desse al lettore una indicazione di massima, generale, sui moderni « display » impieganti le lampade numeriche: almeno nel profilo della previsione di una utilizzazione nel prossimo futuro.

Vedremo quindi come siano concepiti e come si usino questi indicatori, pur senza suggerire un preciso strumento che li impieghi. La nostra sarà quindi una discussione pratica ma « semplificata ».

Inizieremo col dire che il vantaggio dato dalle lampade numeriche, nei confronti dell'indicatore « tradizionale » è la facilità di lettura. Gli strumenti a indice danno problemi di parallasse non del tutto risolti con lo specchio posto sulla scala dei migliori milliamperometri. Vi è inoltre una notevole facilità di interpretare erroneamente la misura, particolarmente nel caso di indicatori multiscala o dotati di scala nonlineare e nelle letture « rapide ». Trascuriamo ora l'inerzia caratteristica dell'indicatore di D'Ar-

Fig. 49 e 50 - Indicatore numerico digitale con commutatore meccanico.

COS'E' UN DISPLAY

sonval, la sua imprecisione durante il funzionamento in presenza di campi magnetici intensi, tutta la gamma di svantaggi legati alla sua natura elettromeccanica; se discutessimo questi temi, il ragionamento si espanderebbe oltre il limite « logico ». Diremo invece che le misure effettuate mediante display numerico « non possono » dar luogo a false interpretazioni poiché la grandezza da stimare è data in chiaro, con una esposizione diretta: per esempio 6,380V o 1236 HZ. Certo non è facile ottenere « letture » altrettanto precise impiegando gli strumenti elettromagnetici.

La precisione e la facilità di valutazione, ovviamente si pagano: e si pagano con un costo odiernamente elevato, o almeno, assai più elevato rispetto a quello dei sistemi tradizionali.

Vediamo ora i « Display » nei particolari: iniziando ovviamente dal tubo indicatore medesimo.

Questo non è altro che una ampolla di vetro contenente gas, una placchetta ed una serie di elettrodi « catodi » sagomati a forma di numeri, da « 0 » a « 9 ». Una lampadina al Neon un po' elaborata, insomma. Viene detto comunemente « Nixie ».

Sono in produzione delle Nixie munite di elettrodi alfabetici, segmenti « alfanumerici » o formati secondo i simboli matematici, o in altro modo.

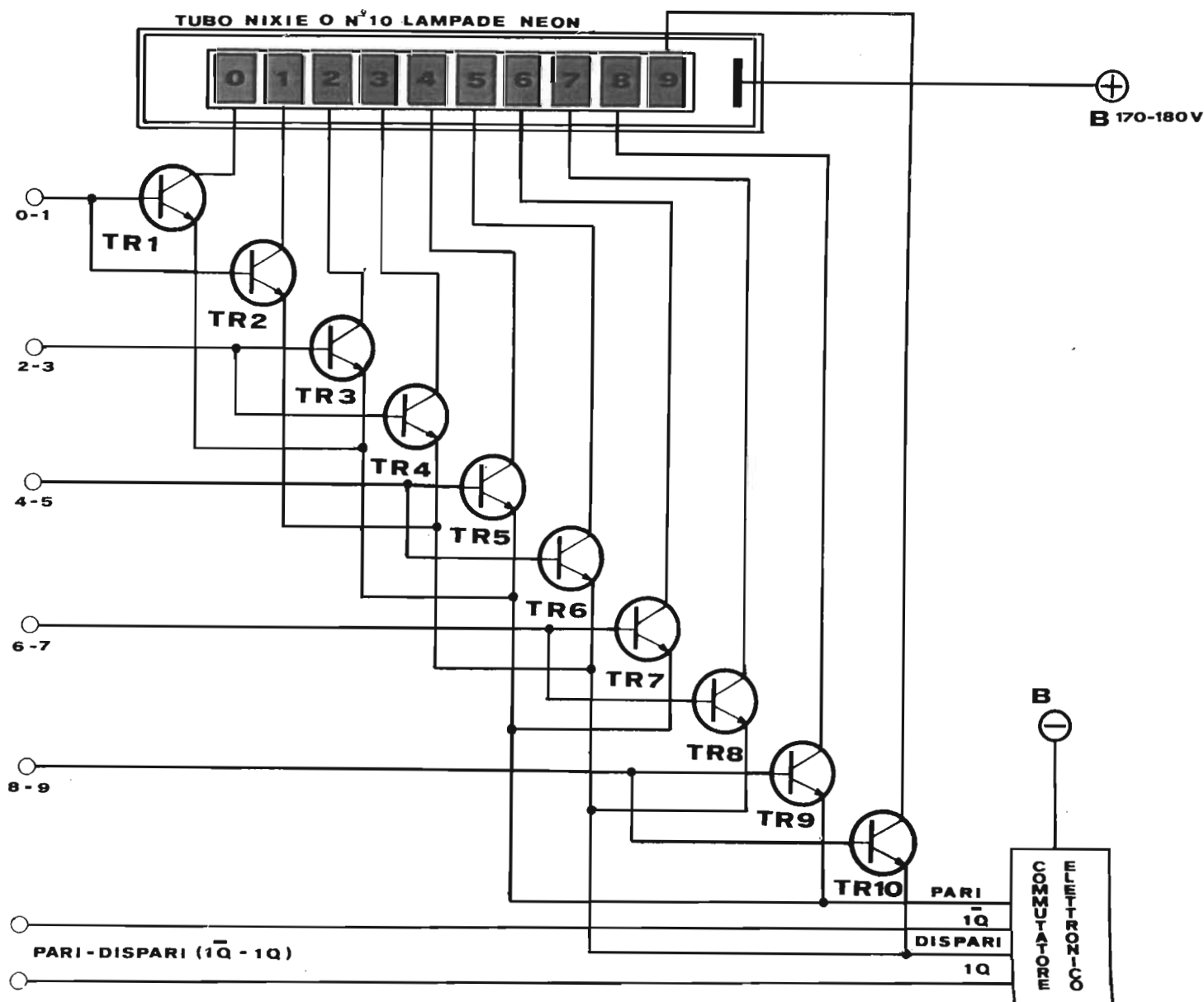
Per esempio, osservando la produzione Philips, che è una delle più ampie e « ricche » di tubi speciali, troviamo dallo « ZM/1000 » (0-9) allo « ZM/1200 »; un « Pandicon » oggi assai in uso, munito di filtro rosso, caratteri alti 10 mm e lettura « laterale ».

Tutti, o quasi, i « Nixie » attualmente prodotti, hanno i « catodi »

numerici, ed un « anodo » comune. Come dire, che per ottenere l'illuminazione di un numero è sufficiente collegare l'anodo ad una tensione positiva che può andare dai 140 ai 270V, ed il « catodo » corrispondente alla cifra desiderata al negativo o « massa ». Nella figura 49 vediamo il più « facile » esempio di utilizzazione pratica di un Nixie, per l'occasione il « GN4 » della STC (fig. 50). Nella disposizione esaminata, l'anodo è portato a + 180V direttamente, se l'alimentatore può erogare una corrente di per sé « limitata » a qualche mA, o tramite la Rx, resistenza limitatrice della corrente di ionizzazione, se l'alimentatore non prevede alcuna limitazione dell'intensità.

i catodi numerici

I catodi « numerici » sono portati al negativo tramite « CM1 »; ruotando il medesimo, con la tensione applicata, vedremo accendersi lo « zero », poi « l'uno » il « due »... e di seguito fino al

Fig. 51 - Circuito elettrico di comando per un indicatore numerico digitale.

« nove ». Una specie di « pallottoliere elettronico », se vogliamo...

Logicamente, nel conteggio elettronico occorre soprattutto una estrema « velocità » di commutazione, quindi è escluso il controllo meccanico della numerazione. Al posto del commutatore si impiegano allora dei transistori che fungono esattamente da « interruttori ». Se la base di questi non è polarizzata, i transistori sono interdetti, ed in tal modo (fig. 51) l'elettrodo « numero » non è illuminato. Se invece la base riceve un impulso capace di mettere in conduzione il transistor, allora il circuito indicatore « si chiude » e l'elettrodo corrispondente è eccitato.

i decodificatori

La figura 51 mostra i transistori collegati secondo il tipico « contatore binario-decimale », oggi in uso nella forma integrata, detto anche « decodificatore ». Si noterà che per pilotare i dieci elettrodi del Nixie, gli ingresi sono solo cinque: un commutatore elettronico sceglie la illuminazione dei numeri « pari » o « dispari », in accordo ai segnali provenienti dal « codificatore di ingresso » che è sempre posto « prima » del sistema or ora visto. In questi vecchi sistemi, detti convenzionalmente « della prima generazione » i transistori erano al Silicio, ad alta tensione, dotati di caratteri-

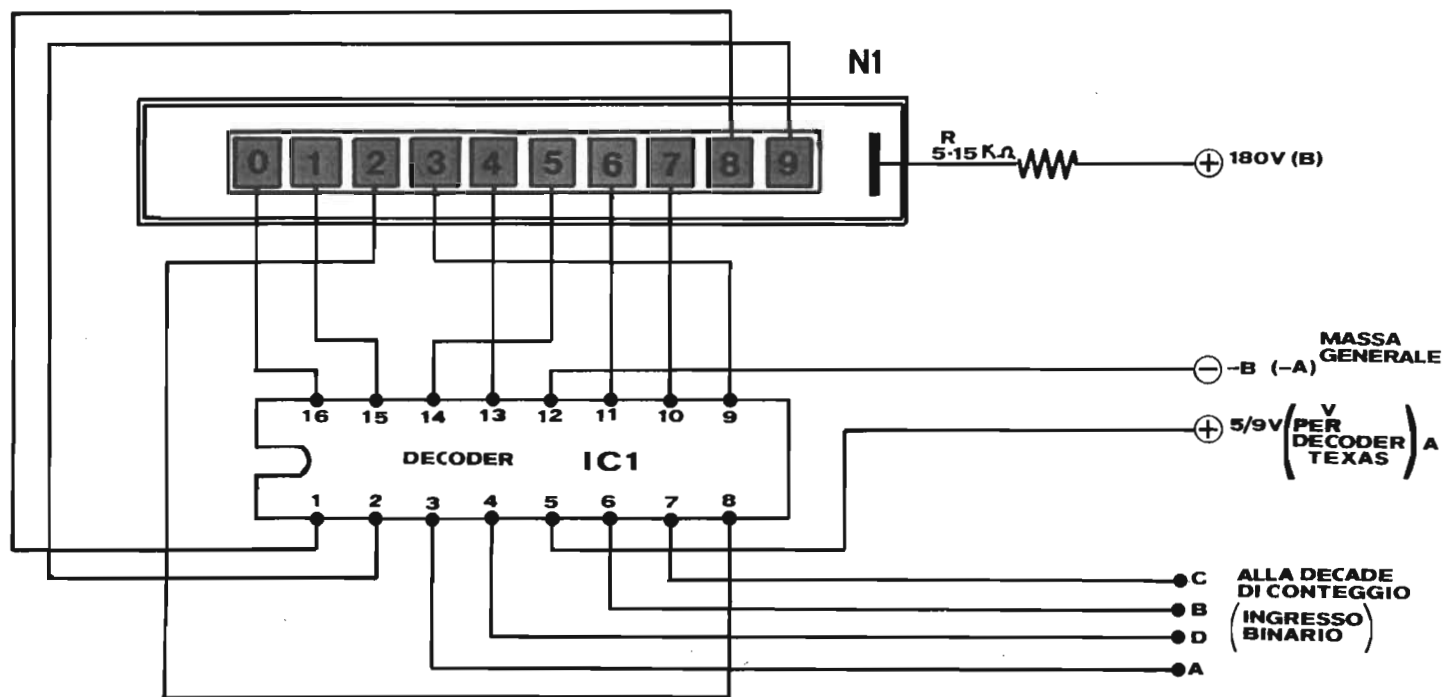



Fig. 52 - Circuito elettrico di utilizzazione per un decodificatore

stiche di risposta ripide: quelle più producenti per funzionare « on » o « off ». Venivano definiti, appunto « Nixie driver » e corrispondevano ai modelli 2N3584, 2N4390, 40346, 40349 e simili. Parliamo « al passato », perché oggi i Nixie driver « discreti » (spiacevole americanismo che vale per « elemento singolo ») sono decisamente superati.

Odiernamente i « decoder » sono sempre integrati, e contengono in un monolito tutti i transistori « driver » necessari, il commutatore « pari-dispari » (Q-Q/1Q-1Q) ed ogni interconnessione necessaria. Nella figura 52 vediamo appunto un decodificatore « o-

dierno » opportunamente collegato al Nixie: si tratta del classico integrato della Texas « SN7441 » (IC1), un elemento molto economico ed attendibilissimo, adottato da molti dei più celebrati costruttori di contatori digitali.

I NUMERI IN SEQUENZA

Praticamente discutendo, come è nei nostri intenti, diremo che, facendo riferimento alla figura 52, i « numeri » del Nixie « N1 » si « accenderanno » con una sequenza stabilita dalle tensioni presenti ai capi A-B-C-D del decoder. Tali tensioni, oltre che rendere opportunamente conduttori i transistori « piloti » compresi nell'IC renderanno operante anche il commutatore elettronico del pari integrato.

Lo « zero » del tubo brillerà in assenza di tensione, mentre « 1 » si accenderà dando una tensione pari a circa 5V all'ingresso « A ». Il « 2 » apparirà eccitando il « B »; il « 3 » si otterrà alimentando A e B; il 4 sarà ottenuto con + 5V applicati al « C », e via di seguito secondo la tabellina che segue:

Numero acceso sul Nixie	Tensione applicata agli ingressi (5V)			
	A	B	C	D
0	NO	NO	NO	NO
1	SI	NO	NO	NO
2	NO	SI	NO	NO
3	SI	SI	NO	NO
4	NO	NO	SI	NO
5	SI	NO	SI	NO
6	NO	SI	SI	NO
7	SI	SI	SI	NO
8	NO	NO	NO	SI
9	SI	NO	NO	SI

Ciò visto, per « far contare il Nixie in sequenza » dallo « 0 » al « 9 », portando impulsi singoli presentati all'ingresso generale, servirebbe una batteria di flip-flop che potesse « mettere in codice » A-B-C-D la successione atta a pilotare opportunamente il decoder.

Nei primi contatori realizzati dall'industria, si usavano componenti « discreti » come nel caso del decoder di figura 52; i flip-flop necessari erano 12, solitamente realizzati più o meno secondo il circuito 7/11 del « transistor manual » della GE, pag. 190, edizione 1964. Poiché ogni FF impiegava sei diodi, due transistori,

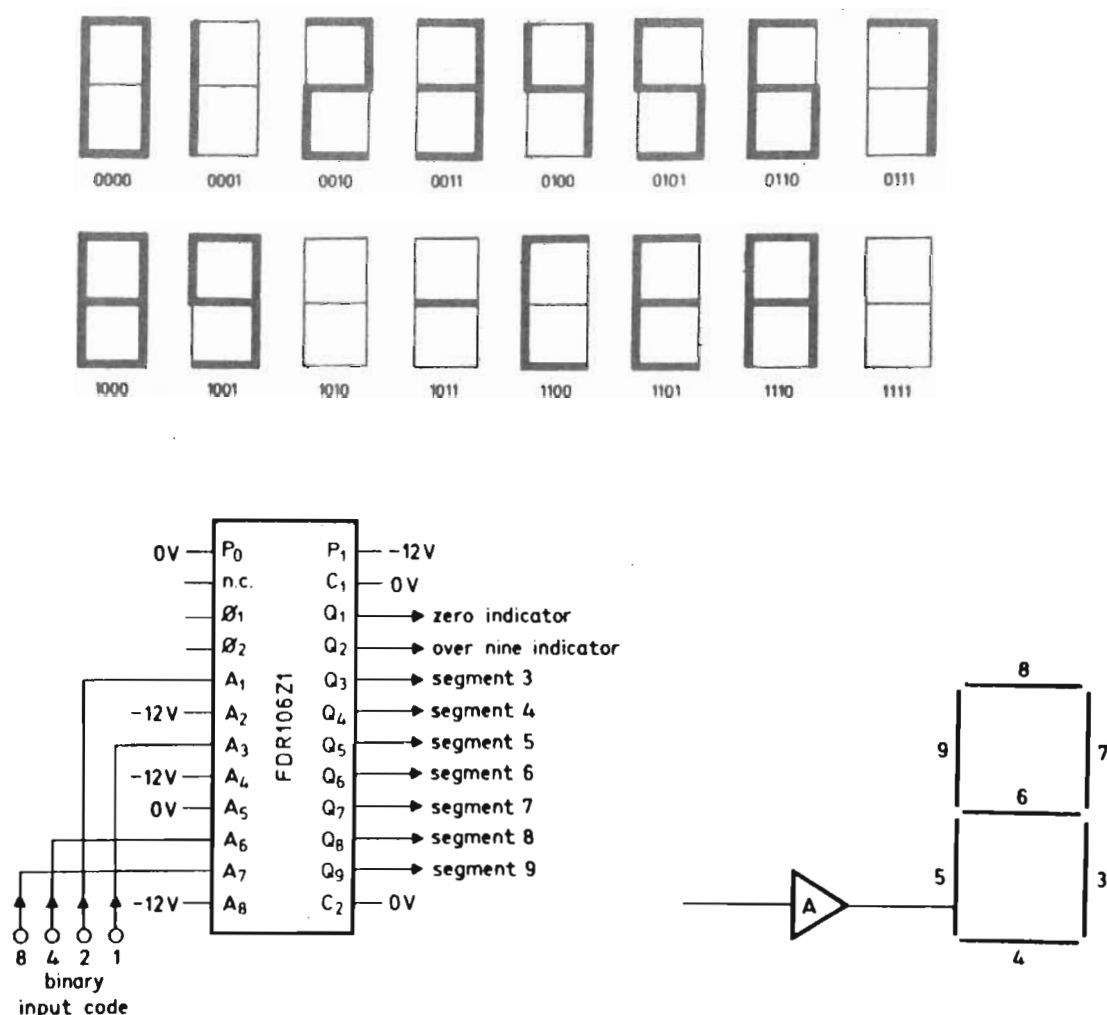



Fig. 53 a - Esempio di come si formano i caratteri numerici in un display a stadio solido.

L'ENCODER INTEGRATA

quattro condensatori ed otto resistenze, la catena di stadi comprendeva la bellezza di 240 parti; tra cui 72 diodi « fast-back » 24 transistori, un centinaio di resistenze e via di seguito!

Oggi, così come il « decoder » è integrato, anche l'encoder (o decade di conteggio) che pilota il decoder ha la stessa « forma » integrata. Le 240 parti prevedibili sono tutte contenute in un IC dal costo di circa 3000 lire e dalle dimensioni « standard » di 17 x 5 mm circa in formato « dual in line »: esso può avere 14 o 16 terminali a seconda delle marche.

Gli « encoder » oggi presenti sul mercato sono innumerevoli. Si va dai tipi Philips ai Motorola, dai Texas ai vari giapponesi ogni giorno più efficaci e competitivi sul piano del costo.

In Italia, i « Texas Instruments » tengono ancora banco, paragonando prezzo, prestazioni, facilità di impiego. Specialmente nel profilo dell'ultima specifica, la decade SN7490/N è oggi molto « reputata ».

Volendo utilizzarla per completare il circuito di figura 52, possiamo facilmente ottenere un contatore completo, capace di « caricare sul Nixie » la sequenza « 0-9 » a seconda degli impulsi provenienti dall'entrata. Questo contatore, elementare sin che si vuo-

le ma del tutto pratico appare nella figura 54 a. Abbiamo qui il Nixie (V1) pilotato dal « decoder » IC2 e dall'encoder IC1. Gli impulsi da contare sono introdotti sul piedino 14 (A-B) di quest'ultimo e debbono essere squadrati. Per alimentare il complesso occorrono due diversi rettificatori di rete: il primo, formato da DS 1 R5, C6-C7, alimenta il Nixie. Sul secondario « S1 » del T1 si ha una tensione pari a 180V. Il secondo, formato da P1, C2, C3, C4, C5, R1-R2-R3-R4, TR1, alimenta IC1 e IC2: gli integrati Texas funzionano bene con 5V: con altre marche servono valori compresi tra 3 e 12 V. Poiché IC1 e IC2 sono della marca detta, il secondario « S2 » del T1 erogherà 6V. Il transistore TR1 (2N1711) serve come stabilizzatore di tensione e filtro supplementare evitando un conteggio « viziato » da eventuali fluttuazioni della rete-luce.

E' da notare che il contatore visto non è un « esercizio-di-base-fine-a-se-stesso » ma un nucleo fondamentale espandibile all'infinito.

Noteremo infatti « sotto » all'ingresso « A-B » degli impulsi, un bocchettore recante quattro prese. A queste possono essere collegate innumerevoli ulteriori decadi di conteggio composte dagli IC e dal Nixie.

unità, decine, migliaia

Se le decadi sono presenti, non appena la prima conta « 9 » l'impulso successivo farà scattare il numero « 1 » seguente, dopo lo zero che è « automatico », come abbiamo visto.

In tal modo, se abbiamo, per dire, quattro decadi, potremo contare sino a 9999 impulsi incidenti e di seguito, a seconda dei Nixie disponibili e dei relativi IC. Avremo quindi, oltre alla decade che conta le unità (quella raffigurata come « IC1 » nello schema di fig. 54) la decade delle « decine », quella delle « centinaia » e quella delle « migliaia ». Se volessimo, potremmo aggiungere il conteggio delle decine di migliaia, centinaia di migliaia e milioni di impulsi.

Il tutto, in modo assai meno complicato di quel che può parere; infatti non importa che le decadi siano costruite appositamente. Il mercato dei componenti elettronici le offre già montate e collaudate fig. 55 a. Vediamo qui un modulo in vetronite da 42 x 90 mm che reca « encoder » « decoder » e memoria, nonché il bravo Nixie infilato sullo zoccolo: il tutto costa 14.000 lire, impiega IC della « Texas » quindi è perfettamente « compatibile » con il circuito di fig. 54. Si presta in modo eccellente per costituire la « base » di qualsivoglia contatore, che può essere « azzerato » all'istante togliendo l'alimentazione o agendo sul contatto « Reset ».

Poiché, come abbiamo detto, la figura 54 mostra « un nucleo espandibile » di contatore, alla presa quadripolare che controlla le decadi (potenziali) successive, fa capo anche il « reset generale » S1 che ovviamente deve essere collegato a tutti i piedini « 2 » degli « encoder » (IC1) facenti parte delle unità seguenti. In tal modo, ammettendo che il conto abbia raggiunto qualsiasi livello (poniamo 7661 per quattro unità) azionando « S1 », se occorre, avremo all'istante le Nixie che segnano « 0000 », pronte alla successiva operazione di somma.

Per azionarlo, abbiamo visto, occorrono impulsi quadri da 3V o dall'ampiezza similare. Questi possono essere semplicemente

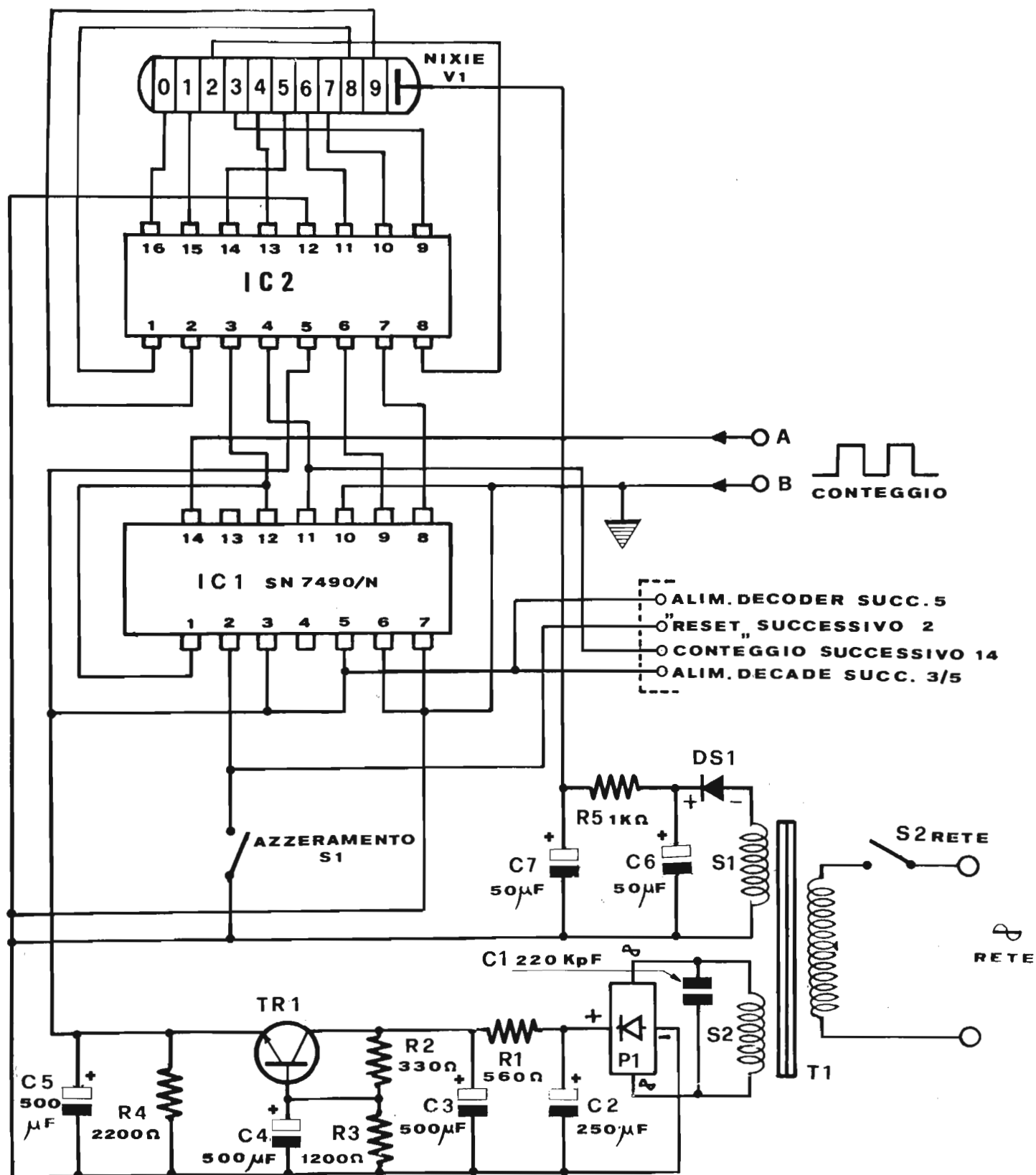



Fig. 54 a - Schema di modulo di conteggio digitale completo

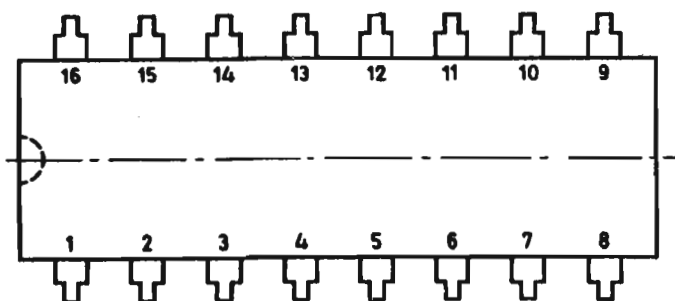



Fig. 54 b - Disposizione dei terminali nel circuito integrato utilizzato.

ricavati dalla rete-luce impiegando il circuito di figura 56 a che è per l'appunto uno « squadratore » elementare ma efficace. Logicamente, un trigger di Schmitt come quello visto all'ingresso del divisore di figura 39 può servire altrettanto bene, o meglio, sempre a seguito della rete. Però, ci sembrerebbe un po'... « sprecato » un IC « 914 » più annessi per questo impiego, quindi è forse più « logico » il circuitino proposto che usa un qualsivoglia transistore al Silicio (2N708, BC109, 1W8902 o simile) un diodino, una resistenza ed un condensatore.

Evidentemente, lo squadratore della figura 56, dà 50 impulsi al

i materiali

CM1 = Commutatore rotante, 1 via 9 posizioni.
V1 = Tubo Nixie « GN4 » o analogo.
C1 = Condensatore styroflex di 220.000 pF - 750 VL.
C2 = Condensatore elettrolitico da 250 µF/12 VL.
C3 = Condensatore elettrolitico da 50 µF/12 VL.
C4 = Eguale al C3.
C5 = Eguale al C3.
C6 = Condensatore elettrolitico da 50 µF/350 VL.
C7 = Eguale al C6.
DS1 = Diodo rettificatore (Al Silicio da 500 Vinv/100 mA o similare).
IC1 = « Encoder » SN/7490-N Texas Instruments.
IC2 = « Decoder » SN/7441-AN - Texas Instruments.
NIXIE = GN4 (STC) o similare.
P = Rettificatore a ponte da 50 - 100 mA.
R1 = Resistore da 560 ohm, 1w-10%.
R2 = Resistore da 390 ohm, ½w - 10%.
R3 = Resistore da 1.200 ohm, ½w - 10%.
R4 = Resistore da 2.200 ohm, 1w - 10%.
R5 = Resistore da 1.000 ohm, 1w - 10%.
S1 = Pulsante in chiusura.
S2 = Interruttore unipolare.
T1 = Trasformatore di alimentazione: primario adatto alla rete-luce, Secondario « S1 »: 180v, alcune decine di MA. Secondario: « S2 »; 6V, 0,5A (G.B.C.).

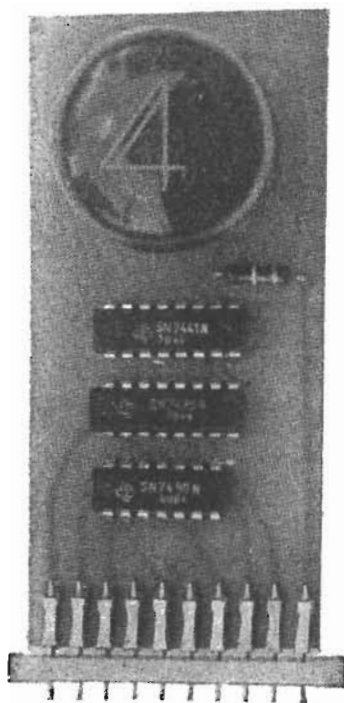



Fig. 55 a - Lo IC/2000 oppure lo IC/2100 si possono facilmente trovare in commercio già predisposti come in figura.

precisione al cinquantesimo di secondo

secondo in sincronismo con la rete; quindi, collegandolo al contatore non si può osservare lo « scorrere » dell'accumulo o conteggio: i numeri sulle Nixie sembreranno accesi contemporaneamente; però arrestando il funzionamento in qualsiasi istante, si potrà leggere un totale corrispondente ai secondi di funzionamento moltiplicati per 50. In pratica, l'assieme, purché disponga di almeno quattro o cinque catene di conteggio, può servire come contatempi preciso al cinquantesimo di secondo. Di più non vogliamo dire fedeli alla premessa di « informazione generica ».

Fig. 56 a - Schema elettrico di generatore d'impulsi.

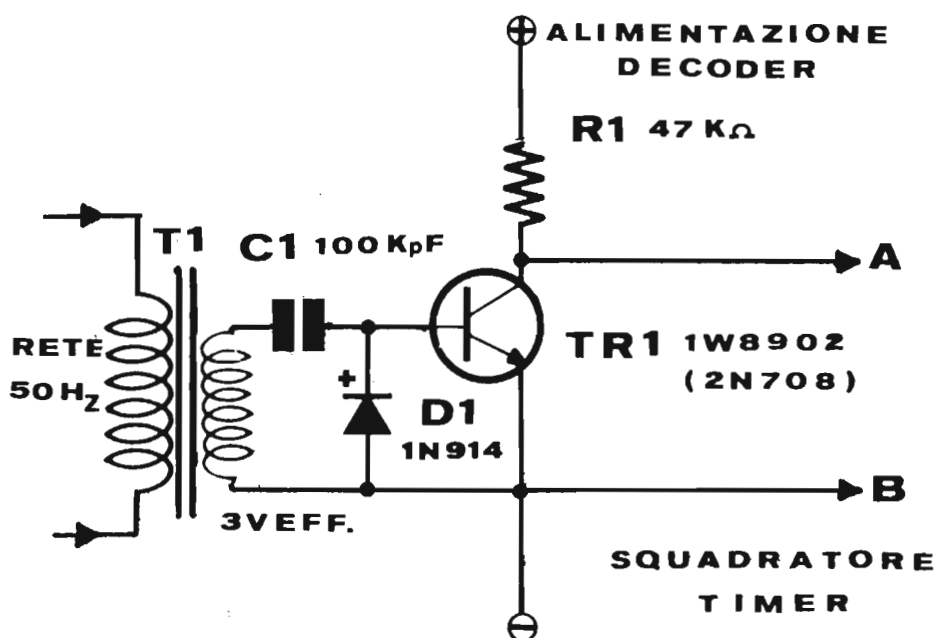
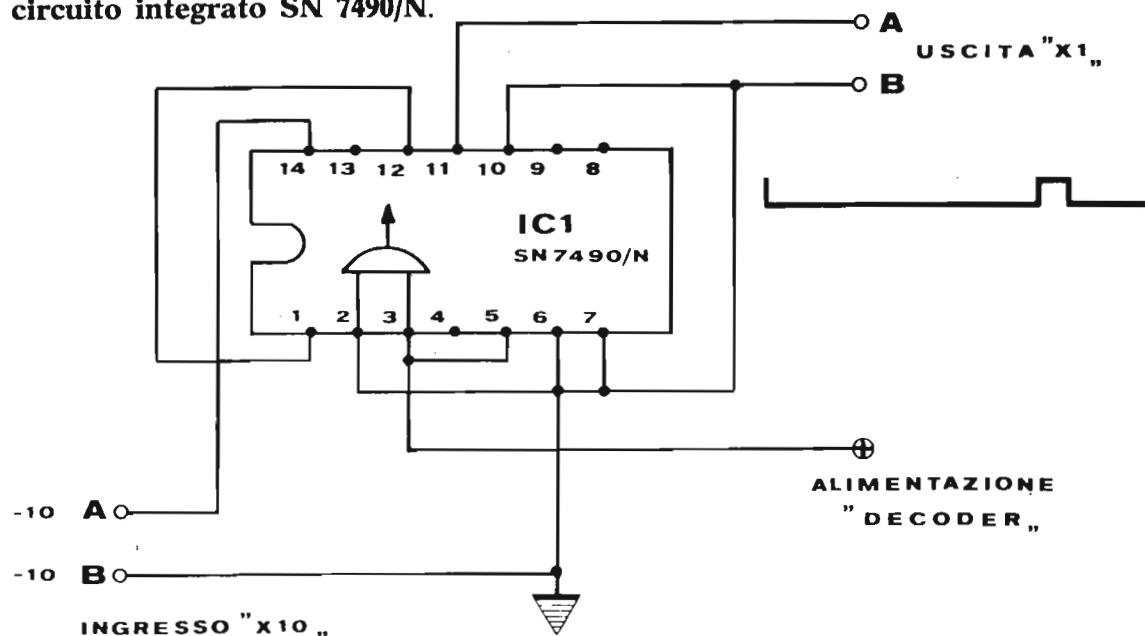
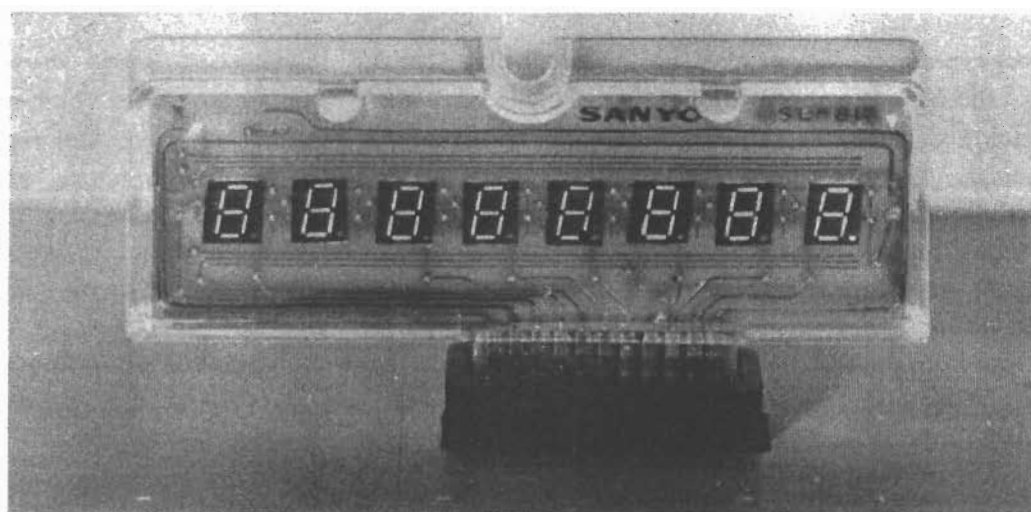
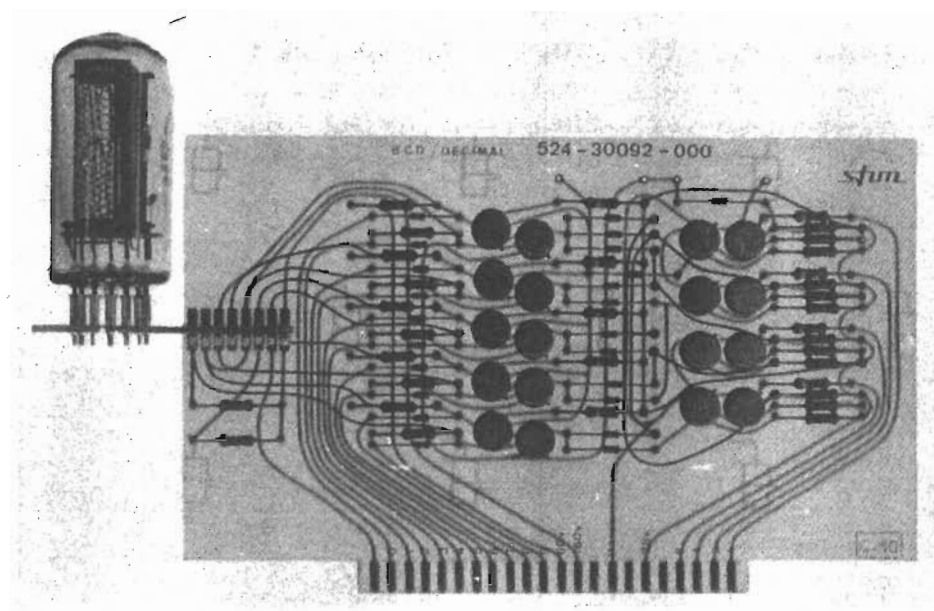



Fig. 57 a - Circuito elettrico di divisore di frequenza con un circuito integrato SN 7490/N.

Se il lettore vuole approfondire il tema, può trovare molti ottimi manuali che trattano specificatamente la tecnica del conteggio digitale: crediamo quindi opportuno limitare a questo punto la trattazione.

Come « post-scriptum » aggiungeremo una nota relativa ad un divisore di frequenza che eroga 1 impulso all'uscita per ogni 10 di ingresso.

Tale divisore appare nella figura 57 a e risulterà, particolarmente utile nel caso che, con poche decadi di conteggio, si vogliano « pro-

i materiali

C1 = Condensatore ceramico da 100.000pF/50 VL.
D1 = Diodo al Silicio 1N914 o similare « computer per segnali »
R1 = Resistore da 47000 ohm, ½W - 10%.
T1 = Trasformatore per lampade-spia. Primario adatto alla rete-luce. Secondario 3V, corrente non importante.
TR1 = Transistore NPN al Silicio per piccoli segnali: BC 108, 2N708, 1W8902 o similari.

Decade di conteggio con tubo nixie e display 8 digit stato solido.

lungare » le possibilità di totalizzare il conto.

Il « complesso » utilizza un solo IC « SN7490/N », uguale, quindi, all'encoder di figura 54.

« Un solo » è per l'appunto la definizione esatta, non occorrendo null'altro: né resistenze, né condensatori. Il circuito è presentato per la connessione diretta all'ingresso dello schema di figura 54 ed in pratica si mostra perfettamente sincrono, stabile, esente da « randomery ».

Se è impiegato, il conto definitivo dovrà evidentemente essere moltiplicato per dieci onde leggere il numero effettivo degli impulsi presentati all'ingresso (—10A/—10B). Vedendo allora sui Nixie « 381 » si dovrà assumere « 3810 » come totale, o analogamente.

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

I GENERATORI DI FREQUENZA

I generatori di segnali sono strumenti indispensabili, in elettronica: per qualunque ricerca o riparazione, la sorgente di impulsi o treni d'onda è alla base del lavoro.

Poiché nel prosieguo tratteremo la realizzazione di vari generatori utili nel lavoro di laboratorio, non sarà male premettere un discorso « generale » su questi circuiti, al fine di rendere per quanto possibile facile la loro comprensione da parte del lettore. Inizieremo col dire che anche se gli oscillatori sono comunemente ritenuti « sorgenti di energia », in effetti l'assunto non è valido. Di base, l'oscillatore è piuttosto una sorta di « trasformatore » di energia: una macchina che preleva dall'alimentatore una tensione continua e la rende sotto forma di impulsi o segnali all'uscita. Nessun oscillatore rende il 100%, quindi, in maggiore o minor misura, vi è sempre una perdita di potenza tra... « input » ed « output ». Ciò che non è reso è disperso in calore, o sotto forma di campi elettromagnetici che circondano ogni connessione ed avvolgimento, ed in tanti altri modi che, potendo interessare solo il teorico, in questa sede sarebbe inutile rammentare.

oscillatori transistorizzati

Gli oscillatori sono innumerevoli e non passa mese che le Riviste specializzate non annuncino un « nuovo » circuito che in effetti è quasi sempre l'adattamento di qualche schema noto se non addirittura classico.

Il lettore può quindi essere ragionevolmente confuso, al riguardo. Rispetto ai dispositivi impieganti i tubi elettronici, diremo che gli oscillatori transistorizzati hanno la particolarità di poter innescare e lavorare con una buona efficienza pur consumando delle potenze di alimentazione davvero minime.

Le oscillazioni si possono avere quando il transistor assorbe appena qualche microwatt, ed in queste condizioni, i generatori di segnali « solid-state » possono funzionare alimentati da sorgenti di tensione piuttosto insolite, come termocoppie, pile solari, condensatori caricati da un impulso cc, recuperi di correnti disperse e simili. A parte questo lato della questione, il fatto che l'oscillatore « solid-state » destinato a generare segnali dissipi una potenza sempre limitata, è producente perché l'assenza di riscaldamento non causa le severe fluttuazioni nell'accordo che sono tipiche nei generatori impieganti i tubi, se anche, come vedremo, i nostri sono tutto fuor che immuni dalla deriva termica per altre ragioni.

Comunque, visto che gli oscillatori servono a generare segnali, possiamo classificarli innanzitutto dalla forma d'onda dei segnali erogati.

SCELTA DEL GENERATORE

Diciamo che una « ragionevole » scelta a gruppi può essere la seguente:

A) Generatori di onde triangolari (a dente di sega ecc.)
B) Generatori di onde quadre.
C) Generatori di onde sinusoidali.
D) Generatori di impulsi spaziati variamente.
E) Generatori di rumore bianco.
F) Generatori speciali previsti per impieghi specifici e particolari.

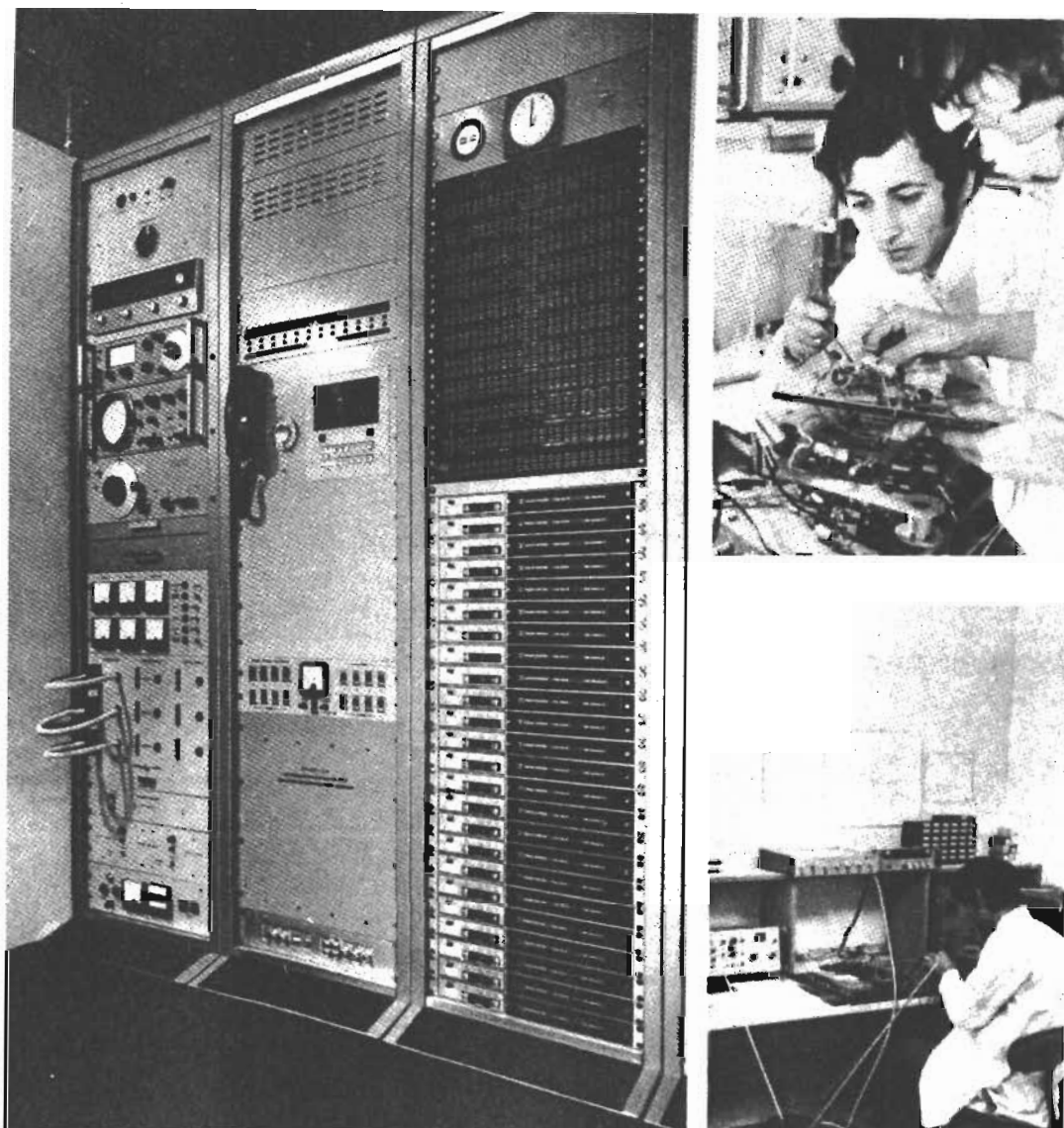
Questa classifica viene dal ragionamento che è relativamente facile mutare, entro certi limiti, la frequenza e l'ampiezza del segnale ottenuta da qualsiasi oscillatore, mentre per la forma d'onda (caratteristica fondamentale, come abbiamo visto), vi sono seri impedimenti. Se un oscillatore « nasce » sinusoidale si possono squadrare i semiperiodi con metodi semplici, come i « tosatori », ma in tal modo avremo senza dubbio una serie di trapezoidi; se il circuito « nasce » a onda quadra, sarà possibile trarne una sinusoide mediante dei sistemi « ringing » o simili: però il segnale ottenuto così, ben difficilmente sarà indistorto, o almeno lineare.

Squadrare un dente di sega sarà certo possibile, ma non facile: il contrario, identicamente.

Quindi crediamo valida la classificazione esposta, e sarà la prima.

In ordine di importanza, dopo la forma d'onda, si può considerare la « stabilità » del segnale erogato.

Vi sono infatti oscillatori a frequenza fissa, ed altri a frequenza variabile. Non sempre i generatori a frequenza « fissa » lo sono davvero. Anche gli « standard secondari » commerciali hanno una fluttuazione accettata, in un determinato arco di temperature di 10^{-4} o simili.

I migliori tra questi riducono la deriva facendo uso di alimentatori super-stabilizzati, « stufe termiche » per il cristallo e simili, e ancora feedback impieganti VDR, NTC, PTC ed altri « correttori » a semiconduttore. Gli oscillatori « stabili » sono spesso controllati a quarzo, ma non sempre e non necessariamente.

Oscillatori professionali e per esperimenti in laboratorio.

Una « sottospecie » degli oscillatori « fissi » sono quelli « pilotati », che possono variare la loro frequenza del 5-10% e che seguono determinati impulsi di comando e controllo. L'esempio tipico della « classe » è l'oscillatore del sincro TV, che risulta estremamente stabile grazie alla sua « obbedienza » agli impulsi provenienti dalla stazione emittente.

oscillatori variabili

Gli oscillatori « variabili », per contro, sono progettati per coprire ampie gamme: più bande consecutive. Tutto l'audio e magari una larga porzione degli ultrasuoni; le bande OL-OM-OC; decine di MHZ nelle VHF o centinaia nelle UHF, o migliaia nelle SHF. Il « goal » di questo tipo di oscillatore è l'esser stabile « punto per punto » nella gamma coperta.

Se essi sono ben studiati, tendono per quanto possibile a rimanere accordati alla frequenza di volta in volta scelta.

Anche impiegando le più moderne tecniche ed i più aggiornati semiconduttori, gli oscillatori « variabili » hanno sempre una maggior deriva di quelli a frequenza fissa.

Ciò detto, possiamo ora « guardare dentro » agli oscillatori, per vedere come siano concepiti.

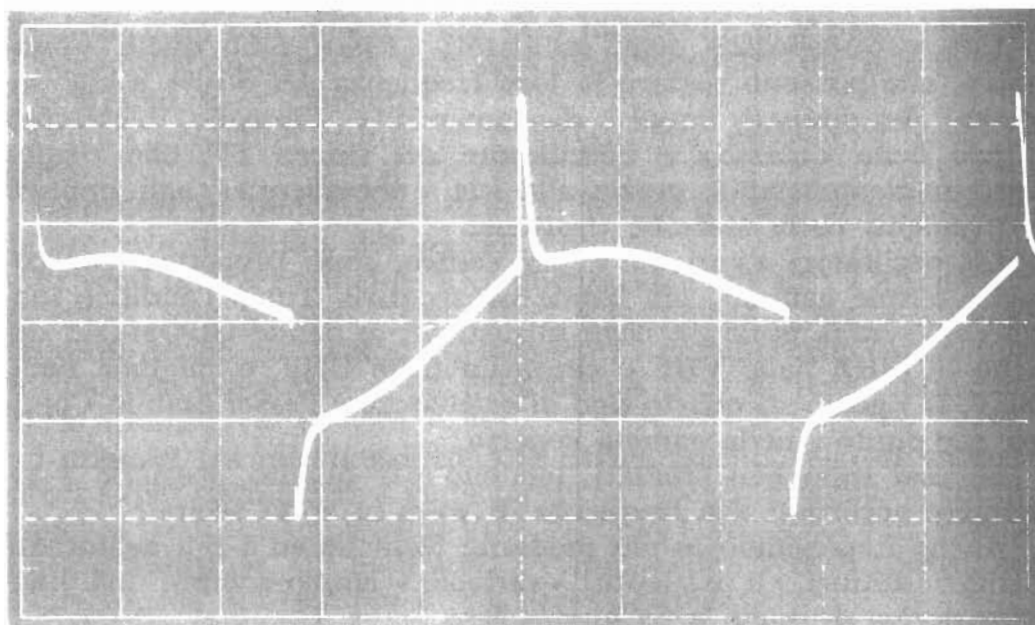
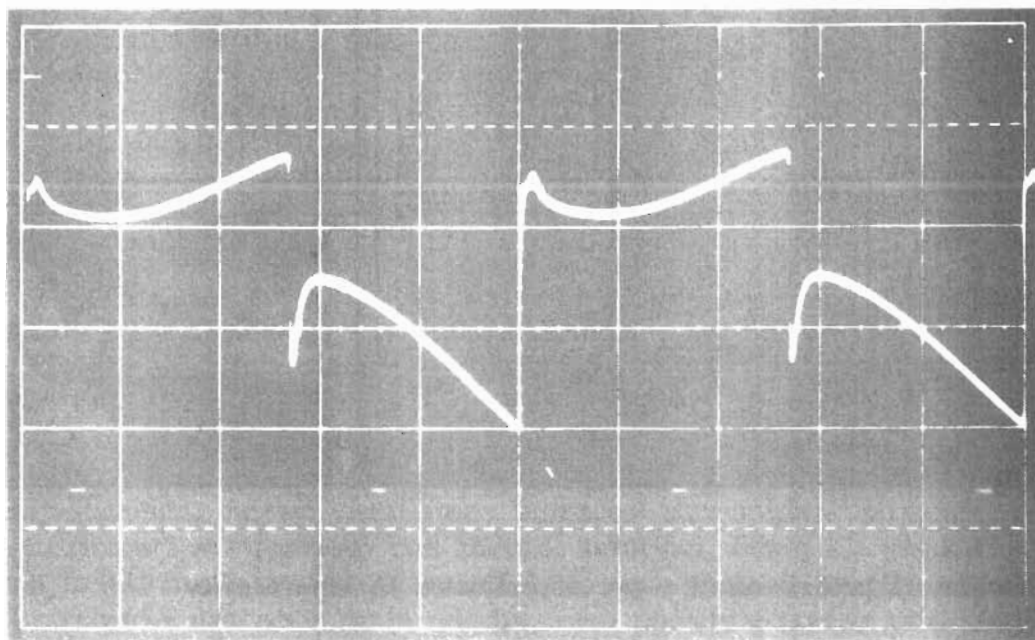
OSCILLATORI IN DUE CATEGORIE

Possiamo dire che essi vanno distinti in due categorie funzionanti su principi diversi. Vi sono:

A) Gli oscillatori formati di base da un amplificatore che ha l'uscita retrocessa all'entrata da un sistema reattivo.

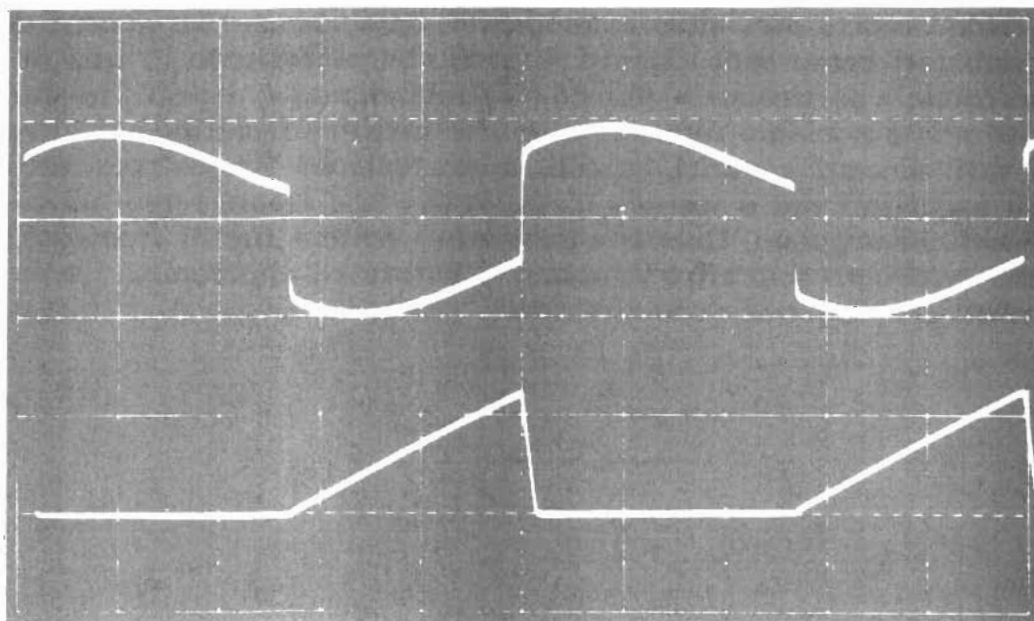
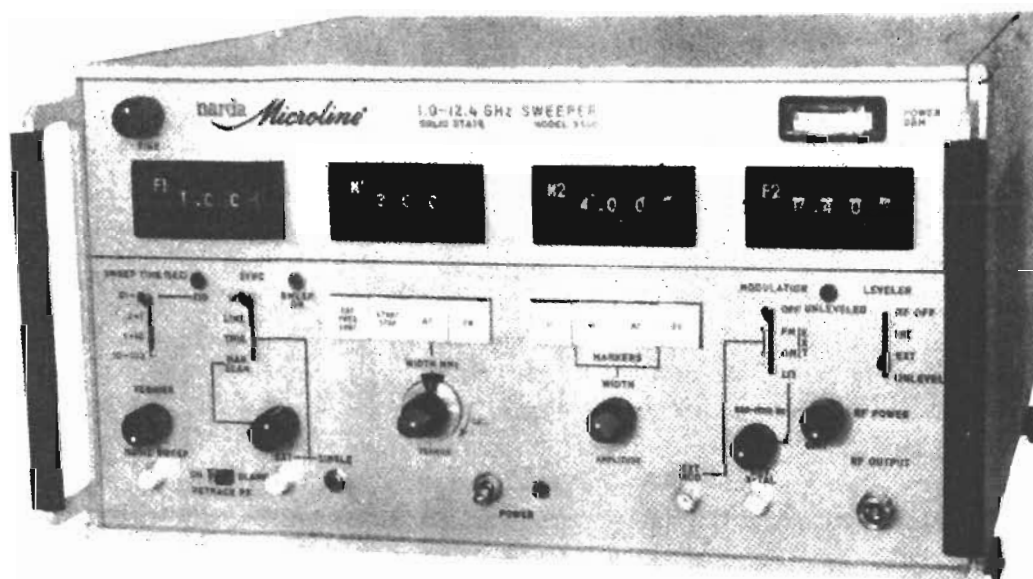
B) Gli oscillatori a « resistenza negativa » che impiegano elementi attivi caratteristici: diodi Tunnel (o di Esaki) e transistori UJT.

I primi innescano semplicemente perché l'amplificazione « infinita » di qualunque impulso o segnale è impossibile. Se un am-

plificatore ha ingresso e uscita collegati in fase immancabilmente diviene un oscillatore. Se vogliamo approfondire lo studio del circuito vedremo che è possibile distinguere tre diversi « gruppi di parti » che concorrono a formare il dispositivo: essi sono:

a) Gli elementi attivi. Questi sono ovviamente rappresentati da uno o più transistori che « danno il guadagno » necessario a compensare le perdite introdotte dagli altri elementi circuitali: ovviamente, perché sia possibile l'innesco, il guadagno deve essere superiore all'attenuazione e non certo pari.

la rete di reazione

b) La rete di reazione. Questa può essere L/C, R/C, formata da cristalli, linee di ritardo e altro. In ogni caso la sua funzione è « retrocedere nella fase opportuna » i segnali onde creare l'oscillazione. Generalmente la frequenza di funzionamento del circuito dipende proprio da questi elementi.

c) I componenti accessori. Questi sono le resistenze che servono

Sweper solid state. Forme d'onda come visualizzate all'oscilloscopio.

per le polarizzazioni ed i carichi, i condensatori di disaccoppiamento, le impedenze RF o BF o altre parti che svolgono i medesimi « incarichi », ovvero limitare le massime correnti in gioco, creare il punto di lavoro più favorevole all'innesco, mantenerlo.

Nel profilo della scelta delle parti appartenenti ai vari gruppi, diremo che i transistori di cui in c) devono sempre avere una frequenza di taglio largamente superiore a quella di lavoro prevista. Analogamente la dissipazione di questi elementi deve essere calcolata con ragionevole larghezza ad evitare sovraccarichi: infatti, certi oscillatori disinnescati assorbono una corrente maggiore di quella « di lavoro ». Un oscillatore può sempre disinnescare, per le cause più disparate: quindi è necessario prevedere il conseguente possibile « arrostimento » dei transistori.

Le parti di cui al gruppo b), determinando la frequenza quindi saranno calcolate così le formulette « usuali » riportate dal « Radio Data Book », dal Montù e da altre opere note e tradizionali.

Il gruppo c) non dà luogo a problemi, in quanto carichi e polarizzazioni si scelgono, di base, con i criteri usuali e consacrati per il calcolo degli amplificatori. Identicamente i condensatori disaccoppiatori saranno scelti in base alle frequenze di lavoro senza troppo scomodarsi, i valori inerenti possono essere desunti dalle tabelle della reattanza: ovviamente, scelti in modo che per il valore di frequenza prefisso, la reattanza sia trascurabilissima, irrilevante.

oscillatori a resistenza negativa

Passando ora agli oscillatori « a resistenza negativa » diremo che essi non sono « nati con i semiconduttori » come molti sostengono. Per esempio i circuiti « Dynatron » e « Transitron » erano già noti prima dell'avvento dei transistori.

In pratica, questi circuiti, e molto meglio quelli impieganti i diodi Tunnel, sono progettati in modo tale che l'elemento attivo lavora in un regime, appunto, di resistenza negativa che compensa le resistenze « reali » rappresentate dai componenti « passivi »: principalmente quelle dei circuiti accordati. In queste condizioni, la potenza assorbita dall'alimentatore è convertita direttamente nel segnale desiderato alla frequenza prevista.

Non occorre dire altro al momento, dato che questo genere di oscillatori comprende circuiti diversi, che necessitano di una descrizione « particolare » più che « generalizzata »; quindi, in merito non esponiamo ulteriori note che sarebbero inutili; per altro i vari concetti generici esposti sinora valgono un po' per tutti gli oscillatori più o meno « tradizionali » che riporteremo nei capitoli che seguono. Questo « riassunto » eviterà inutili ripetizioni che avrebbero senz'altro annoiato il lettore ed appesantito i commenti specifici con poco costrutto.

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

OSCILLATORI A DENTE DI SEGA

Nel capitolo precedente abbiamo accennato, tra i vari oscillatori, anche a quelli « UJT » compresi nella categoria dei « circuiti a resistenza negativa ».

In questo capitolo ne vedremo alcuni.

Perché iniziamo da questo singolare tipo di oscillatore?

Presto detto, perché ci pare « logico », dato che, nel campo delle frequenze basse, i circuiti più semplici sono proprio quelli basati sui transistori Unigiunzione. Essi, impiegando un solo semiconduttore, sono in grado di dare segnali precisi, dalla forma d'onda corretta e dalla stabilità più elevata, almeno nel profilo termico.

oscillatori bloccati

Si dirà che anche i rotatori di fase e gli oscillatori bloccati impiegano un solo transistore: ma questa è l'unica similitudine col nostro, perché « l'UJT » è grandemente più semplice, funziona con maggiore facilità e soprattutto può essere controllato su di una ampia gamma di frequenze con un semplice potenziometro, il che non si realizza o si realizza parzialmente per gli altri circuiti.

In un profilo « puro » diremo che l'unica limitazione degli stadi impieganti gli UJT è la frequenza: infatti gli odierni 2N2160, 2N2647, 2N3870 e simili possono oscillare « solo » fino a qualche centinaio di KHZ. Inoltre, i generatori equipaggiati con gli UJT tendono a creare « sempre » segnali come che sia impulsivi o almeno triangolari, per quanto si faccia. Vari sperimentatori e studiosi hanno descritto dei loro elaboratori impieganti questi transistori e in grado di erogare segnali sinusoidali o quadri. Sfortunatamente però questi apparecchi risultano più complicati dei circuiti « tradizionali » in grado di formare segnali dalla geometria

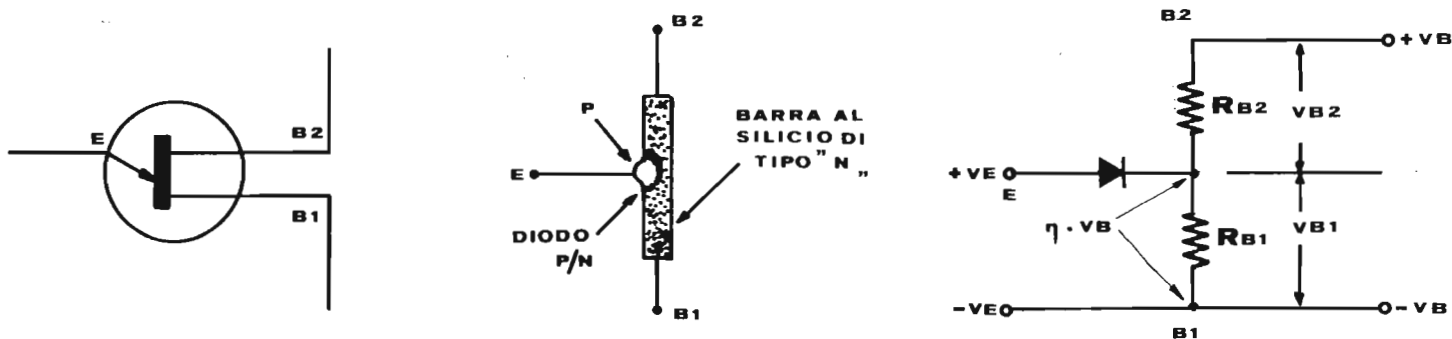



Fig. 53 b - Principio di funzionamento di un transistor unigunzione ed esempio costruttivo della giunzione.

detta; inoltre soffrono di varie limitazioni e sovente richiedono componenti speciali. In sostanza non sono molto pratici e convenienti, pur essendo validi sul piano dell'esercizio astratto o dello studio specialistico. In sostanza, praticamente dicendo, conviene « non voler far fare all'UJT ciò per cui non è previsto » ed assumerlo come validissimo e semplice generatore di segnali a denti di sega di vario genere.

Forse non tutti i lettori conoscono il modus operandi dell'unigiunzione, quindi un richiamo non sarà di troppo.

Il nostro, è un dispositivo piuttosto semplice a tre reofori. Essi fanno capo alle « basi » (fig. 53 b: B1-B2) ed a un « emettitore ». Quest'ultimo (E) risulta essere un diodo ottenuto mediante una diffusione « P » su di una barretta di Silicio monocristallino « N ». Al momento non si conoscono UJT dalla polarità inversa. Tra le basi non vi è diversità di resistenza nei due sensi, facendo esse capo ad un materiale omogeneo. Se il lettore misura con l'ohmetro il valore esistente tra B1 e B2 leggerà una resistenza che può variare tra 600-700 e 10.000 ohm a seconda del modello di transistore, ma la lettura resterà invariata invertendo i puntali e/o i refori.

il funzionamento del transistor UJT

Il diodo « E », come abbiamo visto, è inserito « tra » B1 e B2; solitamente nell'impiego la prima è collegata in comune, e comunque al negativo, mentre la seconda va al positivo generale. Si può quindi assumere che « E » sia un diodo collegato al centro di un partitore di tensione: come si vede nella figura 53 b già richiamata. Tra la B1 ed il... « catodo dell'emittore » è presente, in tal modo, una frazione della tensione di alimentazione. Questa tensione rappresenta un parametro assai importante per l'UJT che è simboleggiato nelle caratteristiche dalla lettera greca « η ». Per gli UJT moderni e complessivamente buoni « η » può andare da 0,4 a 0,8. Applicando tensione al transistore, vedremo che ai capi della Rb1 si presenta un valore che è uguale a « η » « volte » la Vb. Ora, se noi applichiamo all'emettitore un'altra tensione detta « Ve » positiva nei confronti della B1, e se questa tensione ha un valore inferiore a « η volte » la VB, il diodo « E » sarà polarizzato all'inverso e non condurrà, presentando alla tensione una resistenza che vale molti Mega ohm. Accrescendo la Ve, ad un certo punto il diodo « crollerà » nel profilo della Rin e si troverà come « capovolto », ovvero portato nel senso diretto della conduzione, contrario al precedente.

In questa situazione il diodo non presenterà alcuna resistenza di

rilievo, e tra « E » e la « B1 » circolerà una corrente limitata solo dalle resistenze inserite tra « E » e la « + Ve » e la « B1 » e la « — VB ».

Per chi ama la teoria, aggiungeremo che la corrente E/B1 è formata da portatori di carica iniettati nella barra di Silicio « interbase ». Questi portatori determinano un abbassamento della RB1. Di converso, la polarizzazione diretta del diodo aumenterà ulteriormente, provocando a sua volta una ulteriore diminuzione del volore della RB1. Questo fenomeno, cioè la resistenza che « diminuisce » all'aumentare della corrente, è chiaramente un fenomeno di resistenza negativa. Ecco perché si usa comprendere l'UJT nella specie detta.

L'UJT o conduce o è interdetto

Ci siamo sforzati di spiegare i concetti di cui sopra senza ausili matematici; certamente una bella filza di simboli e numeri sarebbe stata più elegante, ma questo lavoro vuole essere svincolato dalla teoria, quindi lasciamo le elocubrazioni algebriche a chi non può esprimere il proprio pensiero in altro modo. Anzi, stringi stringi, riassumeremo tutta l'esposizione con questa sintesi: l'UJT è un particolare transistore che ha due possibili « stati » di lavoro: conduce oppure è interdetto.

La prima condizione si ha quando la tensione E/B1 raggiunge un valore stabilito tipo per tipo: la seconda quando tale condizione non si verifica.

Pur rischiando di cadere nell'ovvio rammenteremo al lettore che un funzionamento similare all'UJT è quello della nota lampadina al Neon, che anzi, sai pure con tensioni più elevate in gioco, svolge spesso i compiti del nostro semiconduttore: oscillatore audio a rilassamento, trigger per gli SCR e simili.

L'analogia risulterà più che mai valida osservando il circuito tipico di impiego dell'UJT: fig. 54 b.

Si tratta di un oscillatore (vedi caso!) a rilassamento che ha

Fig. 54 b - Circuito elettrico di oscillatore a rilassamento.

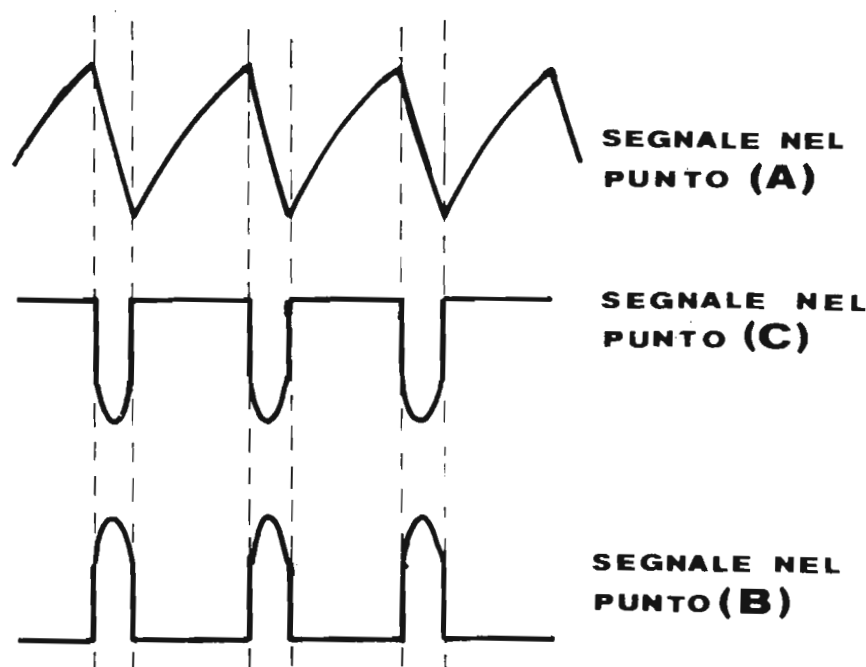



Fig. 55 b - Esempi delle forme d'onda presenti nei punti A, B, C.

questo ciclo di operazioni: applicata la tensione « VB », il condensatore « C » si carica con un andamento esponenziale tramite la Re, tenendo ad assumere lo stesso potenziale della VB medesima. Questo però non avviene, perché quando si raggiunge il valore detto « Vp » o tensione di picco, il diodo conduce e la carica accumulata da C scorre attraverso la Rb1 di figura 53 b che ad innesco avvenuto ha un valore di circa 10 ohm e la Rb1 « esterna ».

il ciclo si ripete all'infinito

Così avvenendo, la tensione di carica del condensatore cade molto al di sotto della Vp, per cui il diodo torna ad interdirsi, e di conseguenza il condensatore può ricaricarsi.

Il ciclo si ripete all'infinito ed ai capi della resistenza limitatrici del circuito appaiono tre diversi segnali (impulsivi) mostrati nella figura 55 b. Viste all'oscilloscopio, le forme d'onda possono apparire leggermente diverse da quelle indicate, che sono un po' « idealizzate », ma non di molto. La frequenza dei segnali è naturalmente proporzionale ai valori di Re-C ed anzi possiamo scrivere che:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2{,}3\ Re\ C\ Go \dfrac{1}{1 - \eta}}$$

Come si vede, da questa formula parrebbe che il circuito fosse indipendente dalla tensione di alimentazione.

Ciò non è vero, in assoluto, ma anche in questo senso l'UJT è eccezionalmente stabile: una variazione del 15% nella VB dà luogo solamente ad una fluttuazione dell'1% nel segnale; o minore! Parlando invece della stabilità termica noteremo che il nostro cir-

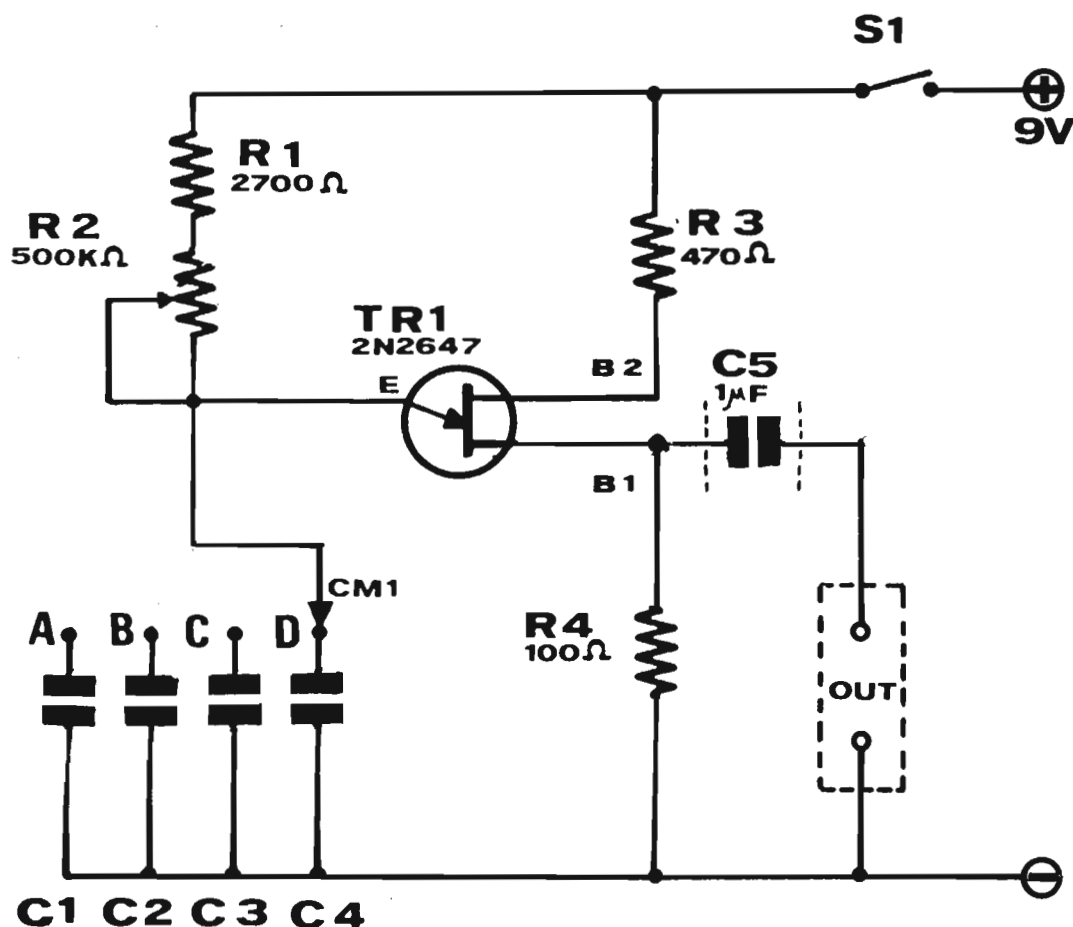



Fig. 56 b - Schema elettrico di un iniettore di segnali con transistor unigiunzione.

i materiali

B = Pila da 9V per radioricevitori (vedi testo).
C1 = Condensatore elettrolitico miniatura da 2 μF/9 VL.
C2 = Condensatore styroflex da 200KpF/50 VL.
C3 = Condensatore ceramico da 47kpF.
C4 = Condensatore ceramico da 10 KpF.
C5 = Condensatore da 1 μF/25 VL, o maggiore.
CM1 = Commutatore rotante a quattro posizioni, una via: vedi testo.
R1 = Resistore da 2700 ohm, ¼w - 10%.
R2 = Potenziometro lineare da 500.000 ohm.
R3 = Resistore da 470 ohm, ¼W - 10%.
R4 = Resistore da 100 ohm, ¼W - 10%.
S1 = Interruttore unipolare (eventualmente abbinato ad R2).
TR1 = Transistor unigiunzione 2N2647 oppure 2N2646.

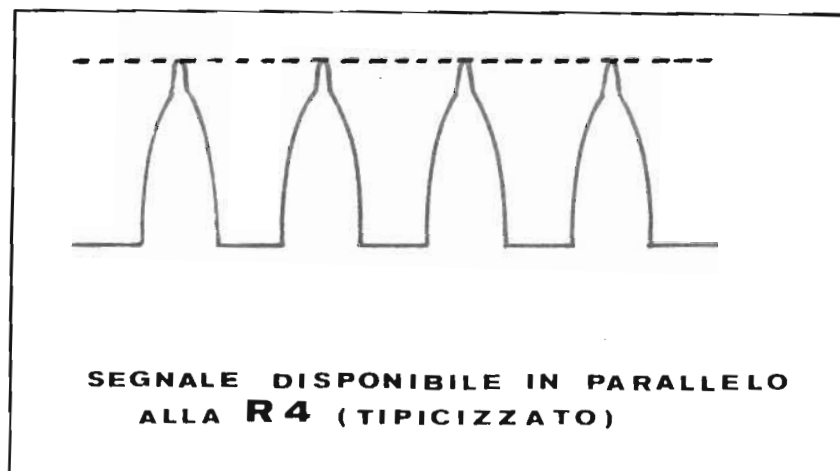



Fig. 57 b - Forma d'onda rilevata all'oscilloscopio in parallelo alla resistenza R4.

cuito è uno dei meno soggetti alla temperatura ambientale. Scrive la General Electric (Transistor Manual, 1964 pp. 300 e segg.) che la frequenza, in un circuito del genere, varia solo dello 0,04% per 1°C in più o in meno.

Come dire che, ad esempio, passando da +30 a +20, oppure a +40°C, si ha una variazione dello 0,4%: mettiamo 4HZ, per 1000 HZ! Davvero interessante.

tanti impulsi al tempo voluto

Un'altro punto a favore del circuito impiegante l'UJT è che per mutare la frequenza in un rapporto di 1:100 basta variare la sola Re. Per esempio, nel circuito di figura 54, una Re che muti da 5000 a 500.000 ohm (con Rb1 da 470, RB2 da 47 ohm, C da 100.000 pF) darà luogo ad una « scala di frequenze » che muta da 10 a 1000 Hz. Se si varia « C », portandolo ad 1MF oppure a 10.000 pF, la regolazione della Re darà luogo a parallele « scale » di frequenze. Quindi, sostituendo il « C » dello schema con una serie di condensatori da scegliere mediante un commutatore, con poche parti si può ottenere un oscillatore che eroghi impulsi scalati ongi tanti secondi; segnali sub-sonici, audio, ultrasonici! Tale è quello della figura 56 b che è direttamente utilizzabile per vari impieghi di laboratorio o generali; un « iniettore di segnali perfezionato », insomma.

Vediamolo rapidamente.

Il CM1 seleziona quattro diverse capacità temporizzatrici, mentre la Re è sostituita dal potenziometro R2 che reca in serie la resistenza R1. Quest'ultima serve per proteggere il diodo « E/B1 » del TR1 che potrebbe essere danneggiato da una eccessiva corrente verificantesi quando R2 è portato al minimo valore senza altri accorgimenti.

Una volta per tutte diremo che la R3 (resistenza inserita tra la B2 ed il massimo positivo) serve per migliorare ulteriormente la stabilità termica dell'oscillatore UJT.

La R4 è il « carico » generale. C5, condensatore di accoppiamento, in linea teorica non sarebbe strettamente necessario, ma è certo meglio che sia previsto onde dividere le componenti cc dell'iniettore e del circuito da esaminare. La figura 57 b mostra la forma d'onda del segnale ricavato, ma è da notare che un segnale

identico e inverso è prelevabile ai capi della R3 (B2) mentre un terzo segnale a dente di sega potrebbe essere preso tra CM1 e la massa.

La figura 57 b illustra un segnale « ottimizzato »: in effetti, mutando il carico e la frequenza, anche la forma d'onda varia; ma non grandemente. Per contro prelevando il segnale sull'emettitore, punto ad impedenza elevata, il dente di sega può essere facilissimamente distorto in larga misura, sino a renderlo... « irriconoscibile » in certe situazioni. Proprio per tale ragione il prelievo in questo punto non è previsto.

A differenza dagli « esempi circuitali » il dispositivo di figura 56 b è pratico, quindi chi vuole può costruirlo per un impiego di laboratorio. Il prototipo realizzato da noi un paio d'anni addietro impiegava come contenitore una scatoletta Teko in alluminio da 25 x 70 x 55 mm. Su di un lato maggiore di questa scatola erano fissati CM1, R2, S1, ed il Jack di uscita.

Per non rendere eccessivamente intricato il cablaggio « riempendo » tutto lo spazio disponibile con « pacchetti » di componenti, per CM1 avevamo scelto un commutatore rotante di piccolissime dimensioni (GBC-G/1099) ed un potenziometro (R2) altrettanto minuscolo ma assai più comune. La pila era una G.B.C. I/317 da 25 x 49 mm. I condensatori C1-C2-C3-C4 erano montati direttamente dai contatti del CM1 ad una paglietta di massa fissata sulla scatola. La R1, con il TR1, R3, R4, C5, erano tutti fissati su di una basettina stampata da 15 x 40 mm. Il complesso, impiegato per mesi e mesi, non ha mai dato alcun fastidio. Riportiamo ora, per chi volesse riprodurlo, l'elenco delle parti.

OSCILLATORE UJT CON STADIO SEPARATORE

Descrivendo il circuito visto in precedenza, abbiamo detto che non conviene prelevare il segnale sull'emettitore dell'UJT perché così facendo è facile distorcere il dente di sega già non assolutamente lineare ivi presente. Per altro, in tal modo si perde il vantaggio primo degli oscillatori « unigiunzione », che è appunto quello di erogare un segnale quasi triangolare e poco distorto. V'è un modo molto semplice di effettuare « correttamente » questo prelievo ed è semplicemente quello di « aggiungere » all'UJT un transistore bipolare convenzionale connesso a collettore comune. Come è noto uno stadio del genere è una specie di « trasformatore munito di un rapporto in discesa ». Come dire con l'ingresso ad alta impedenza e l'uscita a bassa impedenza, proprio ciò che serve nel nostro caso. Nella figura 58 b si vede il circuito di un generatore che possiamo, appunto, definire « a denti di sega » avendo questa forma il segnale. Il nostro copre la intera gamma audio in due settori: 1500-2200 Hz circa con il solo C2 inserito, e 2000 Hz circa (il valore esatto dipende dalla tolleranza delle parti) 30 Hz con C2+C3 collegati tramite S2.

Le due « sezioni circuitali » del generatore sono tipiche: l'UJT lavora con la « base 1 » in comune, la « base 2 » collegata al positivo generale tramite R3. Il circuito dell'emettitore è tradizionale; i segnali presenti ai capi del C2 (C3) sono avviati allo stadio « emitter follower » traimte C5. La base del TR2 è polarizzata dal-

Fig. 58 b - Circuito elettrico di un funzionale generatore a « dente di sega ».

i materiali

B = Pila da 9V per radioricevitori.
C1 = Condensatore Styroflex da 1 µF/500 VL.
C2 = Condensatore ceramico da 15.000 pF.
C3 = Condensatore ceramico da 100.000 pF.
C4 = Condensatore elettrolitico da 50 µF/12 VL.
C5 = Condensatore al Tantalio o Styroflex da 1 µF/ 15 VL o più.
R1 = Potenziometro lineare da 500.000 ohm.
R2 = Resistore da 3.900 ihm, ½w, 10%.
R3 = Resistore da 470 ohm, ½w, 10%.
R4 = Resistore da 10.000 ohm, ½w, 10%.
R5 = Resistore da 470.000 ohm, ½w, 10%.
S1 = Interruttore unipolare.
TR1 = Transistore UJT tipo 2N2646, 2N2647, o similare.
TR2 = Transistore AC126, oppure AC125, AC151.

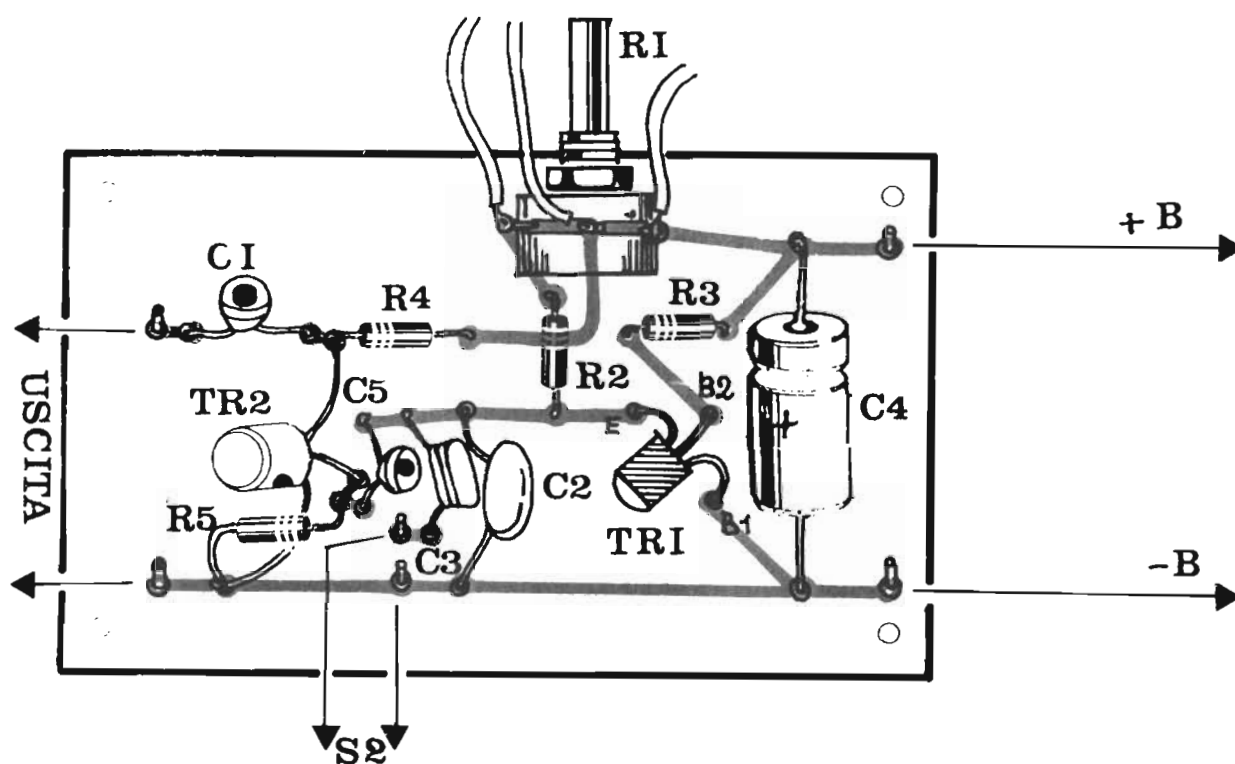



Fig. 59 b - Disposizione dei componenti sulla basetta stampata.

la R5: R4 è il carico generale dell'apparecchio. I segnali sono traslati all'uscita via C1.

Questo generatore può servire per misure e collaudi un po' più seri di quello che consentiva l'apparecchietto della figura 56. La buona forma d'onda nota è pressoché indistorta, ed è valida per molteplici prove all'oscilloscopio.

Inoltre, il fatto che il segnale sia a dente di sega, di per sé suggerisce « impieghi specialistici », come la ricerca dei guasti nel sincro TV, la misura della lunghezza di banda nel capo dell'HI7 FI ed altri ancora.

Il montaggio del generatore può essere effettuato secondo il circuito stampato illustrato: non vi sono particolari segnalazioni da citare: per ottenere il funzionamento, basta non invertire le polarità della pila e del C4, nonché del C5.

OSCILLATORE UJT A ONDA QUASI TRIANGOLARE E QUADRA

Nel capitolo tredicesimo avevamo accennato a determinati circuiti oscillatori, che con qualche modifica possono mutare forma d'onda.

Avevamo anche detto che raramente questi oscillatori « ibridi » danno un risultato soddisfacente. Ogni regola ha però la sua eccezione, e nel nostro caso, « l'insolito » è il circuito di figura 60 b.

Trattasi di uno specialissimo multivibratore che impiega due semiconduttori: un transistore UJT ed un diodo. L'apparecchio può

dare tre diverse forme di onda nettamente differenziate: due a dente di sega, la « solita » forma erogata da tutti gli oscillatori che hanno l'unigiunzione come elemento attivo; l'altra — ecco il punto interessante — è invece quadra.

il dente di sega esponenziale

Si noti che essa non è « quasi quadra » o trapezoidale o comunque deforme; ma si tratta di un « vero » segnale quadrato, pressoché indistorto.

Vediamo come lavora questo singolare circuito.

Applicata la Vb, chiudendo S1, il diodo D1 inizia a condurre tramite R2: in tal modo C1 si carica, ma il TR1 non conduce perché non è ancora raggiunta la tensione « Vp » dell'emettitore.

Allorché C1 ha una carica tale da innescare l'UJT, il transistore conduce. In questa condizione il punto « b » del circuito ha un potenziale poco più elevato di quello di massa ,ed il diodo smette di condurre risultando polarizzato all'inverso. Essendo interdetto il diodo, i punti « a-b » del circuito sono virtualmente « isolati » tra loro, e C1 può scaricarsi sulla R1 sin che la tensione non scenda ad un valore tale da essere inferiore in « a » rispetto al punto « b ». Ciò accadendo, il diodo inverte il suo stato tornando a condurre, e l'UJT risulta nuovamente bloccato.

Relativamente alle forme d'onda presenti nel circuito, diremo che nel punto « a » abbiamo un dente di sega esponenziale (si veda l'illustrazione) perché C1 si carica sulla R2 e si scarica sulla R1 alternativamente.

Quando D1 conduce, nel punto « b » abbiamo la stessa forma d'onda che nel punto « a »: il che è ovvio. Però quando l'UJT innesca, il potenziale nel « b » scende quasi al livello di massa, come abbiamo visto, e tale rimane sin che « C1 » non ha ultimata la scarica: abbiamo quindi un segnale che riporta impulsi « scalati » o « intervallati ».

Vediamo ora come si giunge dal dente di sega alla onda quadra.

Quando il TR1 non conduce, la corrente che attraversa R3 è piuttosto debole. Quando però l'UJT innesca, la sua resistenza interna cala di colpo e la corrente che attraversa R3 aumenta a va-

Fig. 60 b - Generatore d'onda quadra con transistor UJT.

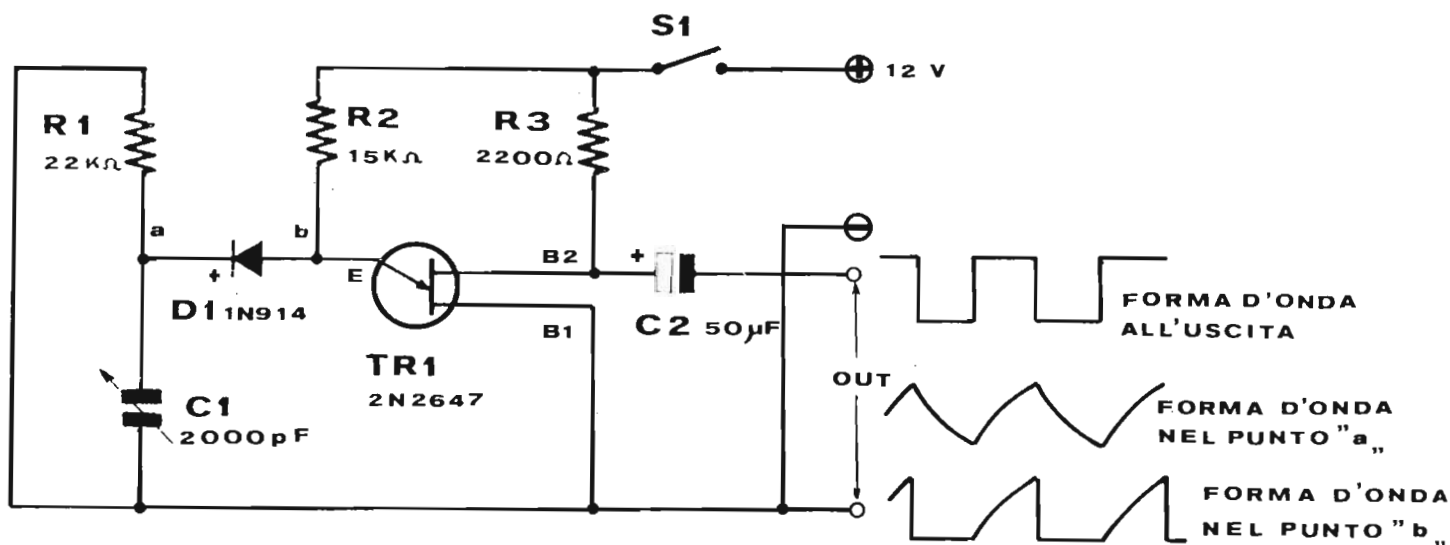
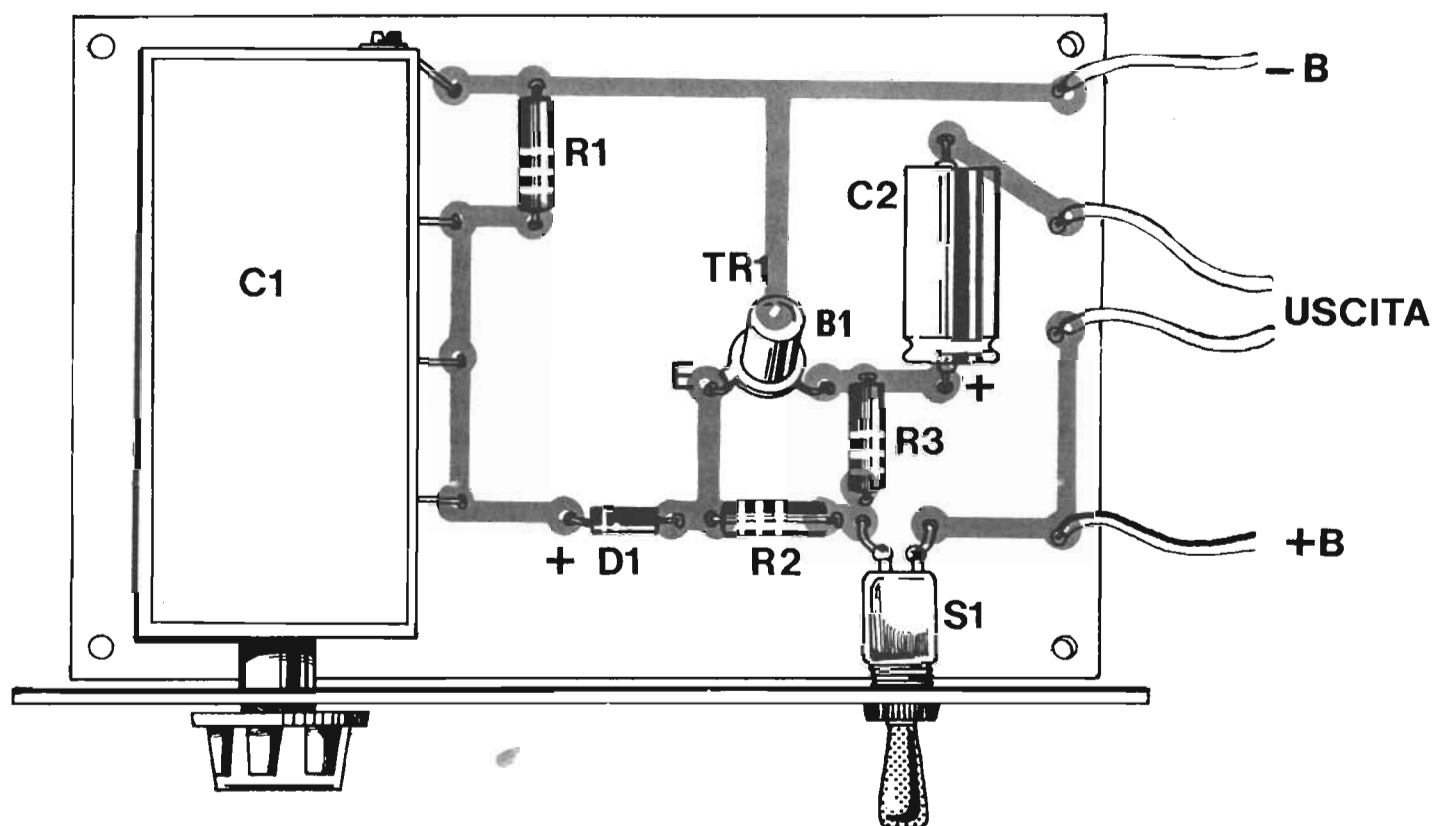



Fig. 61 b - Generatore di fig. 60 b sistemato su basetta con comandi razionalmente sistemati su pannello.

lori grandemente maggiori. Questa intensità di corrente che alternativamente è alta o bassa, tramite la R3, dà luogo al segnale quadro presente al capo « interno » (rispetto al circuito) del condensatore: leggi alla B2. La frequenza e la simmetria di questo segnale dipendono dalla costante di tempo determinata da R1, R2, C1.

Questo genere di oscillatore dà un rendimento migliore se funziona a frequenza non molto bassa. Se per il C1 si impiega un condensatore variabile che abbia quattro sezioni, ciascuna da 500 pF, collegate in parallelo in modo da ottenere un valore glo-

i materiali

B	=	Pila da 12V, ottenuta ponendo in serie due pile « a pacchetto » da 6V ciascuna.
C1	=	Vedi testo. Condensatore variabile ad aria a tre o quattro sezioni, capacità massima 1.500/2.000 pF.
C2	=	Condensatore elettrolitico da 50 µF/25 VL.
D1	=	Diodo al Silicio per segnali di qualsiasi tipo, 1N914 o similare.
R1	=	Resistore da 22.000 ohm, ½W - 10%.
R2	=	Resistore da 15.000 ohm, ½W - 10%.
R3	=	Resistore da 2.200 ohm, ½W - 10%.
S1	=	Interruttore unipolare.
TR1	=	Transistore UJT tipo 2N2647.

bale pari a 2000 pF massimi, il segnale ricavato può andare da 5000/8000 Hz a 50.000 Hz, ruotando il controllo. Tra questi estremi il segnale avrà una geometria buona: più che accettabile anche a scopi di misura. Se il lettore vuole realizzare il dispositivo descritto, può impiegare una basetta stampata. Il tracciato, come si vede, è semplicissimo: non si vede come possa essere il contrario. Le dimensioni dell'apparecchio dipendono strettamente dal variabile usato come C1: molti esemplari moderni o relativamente moderni di variabili ad aria a tre sezioni (Ducati, J/B, G.B.C.) misurano all'incirca 40 x 70 x 30 mm: l'apparecchio completo occuperà uno spazio circa doppio di questa parte principale.

Il segnale visto all'oscilloscopio deve avere una forma ben squadrata, indistorta. Se così non fosse, sarebbe necessario rivedere i valori delle R1-R2 che potrebbero essere non adeguati al diodo utilizzato. Come per tutti gli strumenti più o meno seri, anche per questo è bene prevedere l'impiego di un pannellino sul quale porre il jack di uscita, l'interruttore e la manopola che comanda il C1. Attorno alla manopola del variabile si potranno segnale le frequenze ottenibili nelle varie posizioni. Logicamente le « marche » di frequenza si otterranno misurando l'uscita del generatore con il frequenzimetro descritto nel capitolo undicesimo.

GENERATORE SEMI-PROFESSIONALE

Il segnale erogato da un generatore « UJT » se è preso sull'emettitore è a dente di sega, ma come abbiamo visto, l'onda ha un andamento « esponenziale », quindi non propriamente lineare.

In molte applicazioni di laboratorio un segnale del genere non serve, o non è sufficientemente « accurato »: per esempio, volendo fornire ad un oscilloscopio una base dei tempi esterna, occorre un dente di sega lineare: assolutamente indistorto, perfetto.

Qualunque oscillatore UJT può erogare un segnale geometricamente impeccabile se il condensatore « timer » è caricato attraverso ad una sorgente di corrente costante. Vediamo adesso un generatore di questo tipo, che forse rappresenta il meglio che si possa fare (come disposizione di base) per l'UJT impiegato nei generatori di segnali.

Se non consideriamo il circuito del TR1, il complesso è abbastanza convenzionale: ma è appunto il TR1 a dare l'impronta fondamentale al circuito. Questo transistore è collegato in modo « bilanciato » con la R4 sull'emettitore e « tutto il resto del circuito » inserito sul collettore. In queste condizioni, il TR1 carica il condensatore scelto dal CM1 con una corrente uniforme che è unicamente dettata, dalla posizione del potenziometro R2.

Il condensatore è il « timer » dell'assieme; ovvero la capacità che presiede alla ripetizione degli impulsi. Nel nostro caso esso è collegato all'emettitore dell'UJT (TR2). Questo è un « BSV56/b », modello assai recente e « programmabile ». Cosa sia un « UJT programmabile » sarebbe lungo a dirsi, ma possiamo riassumere i dettagli dicendo che si tratta di un semiconduttore « P-N-P-N » (è quindi errata la definizione corrente) che di base può essere impiegato come qualunque UJT, ma in molti casi può sostituire lo SCS o addirittura lo SCR. Nel caso dello SCR, si deve assu-

mere il pilotaggio dello « scatto » per via « anodica » (B2).

Se questo semiconduttore deve essere impiegato nella funzione più tradizionale, come nel caso nostro, non vi sono speciali difficoltà d'uso o precauzioni « insolite » da considerare. Quindi, crediamo sia superfluo proporre una disamina più approfondita del dispositivo, in questa sede.

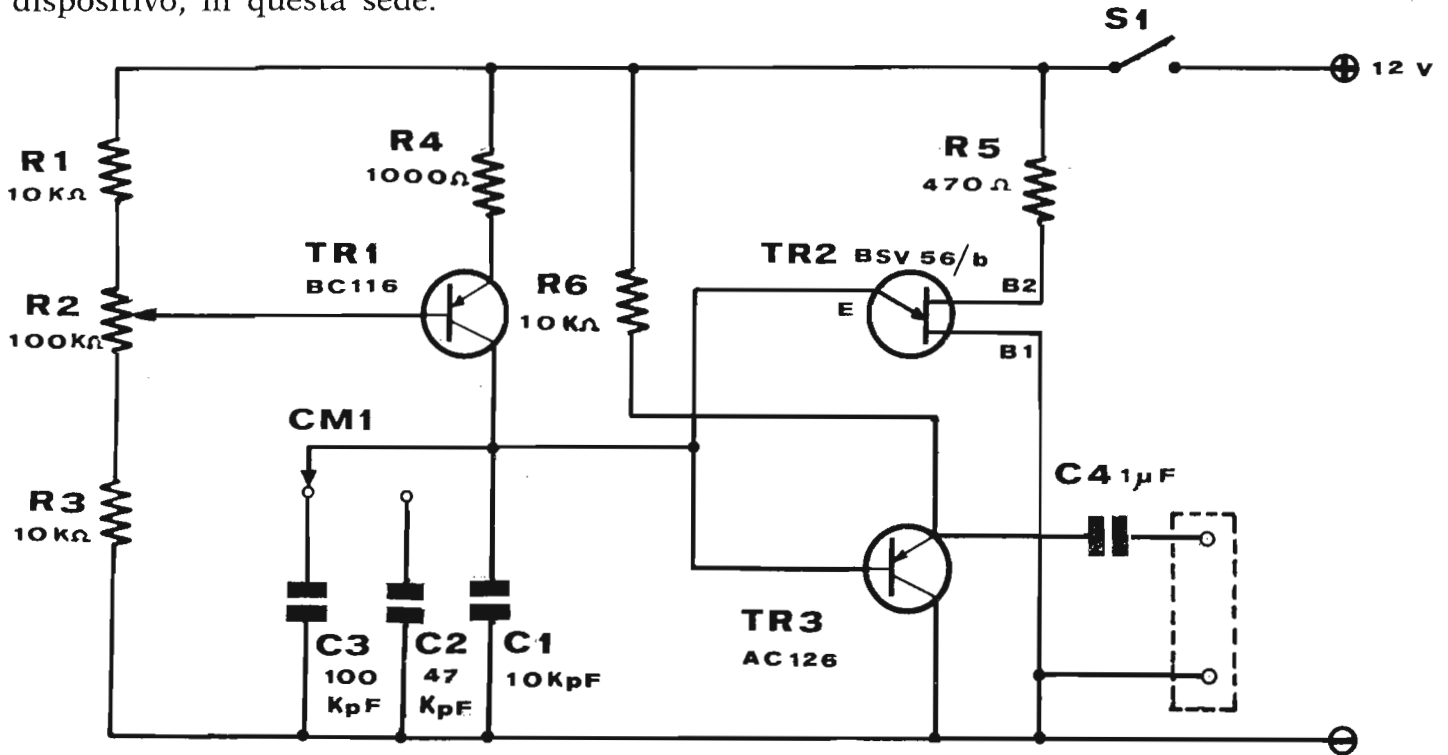



Fig. 62 b - Schema elettrico generale di un generatore a dente di sega ad elevata affidabilità.

l'impedenza dipende dal beta

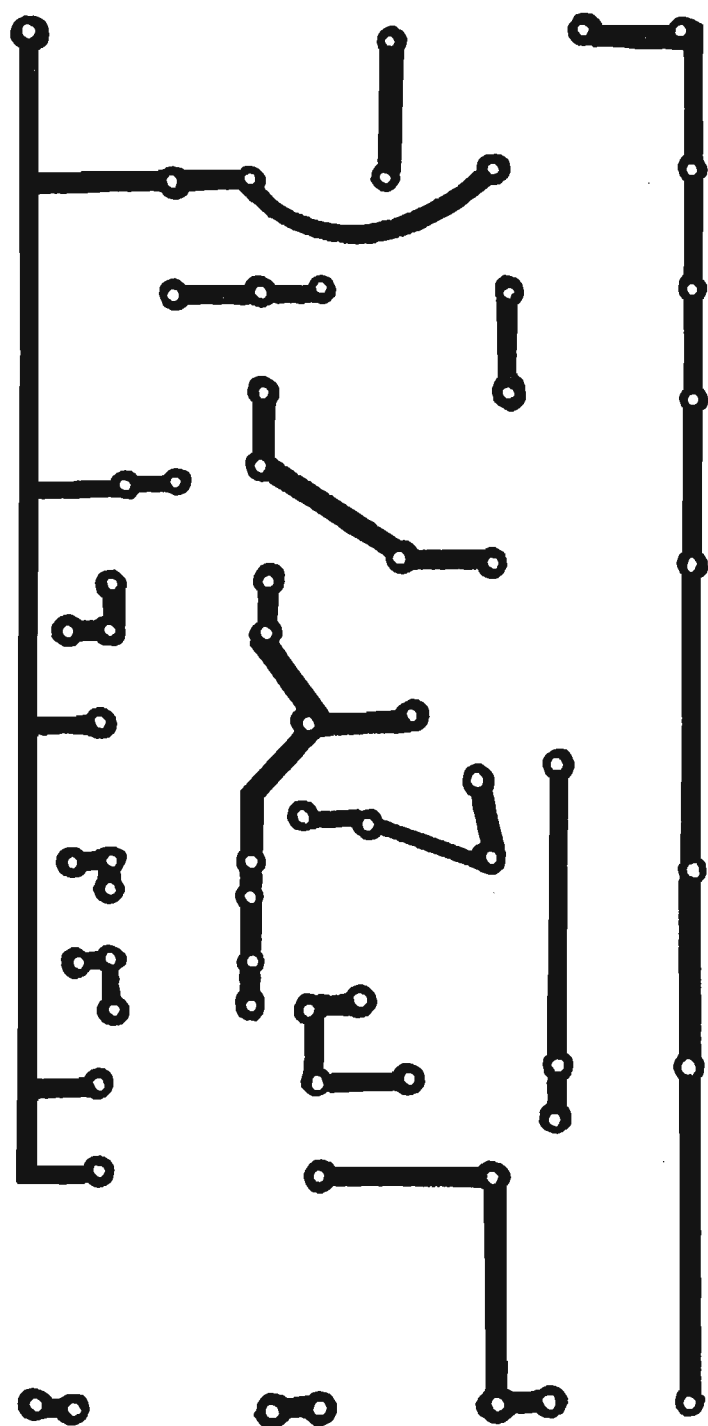
Ora, se il primo stadio (TR1) è particolare per sua natura, se il secondo è degno di nota per la presenza del singolare UJT utilizzato, il terzo (TR3) è invece del tutto convenzionale. Trattasi di un comune « emitter follower » che impiega un AC126. Il carico dello stadio è la R6 da 10.000 ohm. L'impedenza d'ingresso vale il valore del carico per il « Beta » del transistor; possiamo dire 10.000x80; considerando la IC, quindi circa 800.000 ohm; valore del tutto rispettabile che non distorce il dente di sega.

Il segnale ottenuto ha una ampiezza di circa 3V p/p massimi, che varia in una certa misura con la frequenza.

Quest'ultima è divisa in tre bande, selezionate con il CM1, ed è controllata via R2. Quando è inserito il solo C1, il segnale ha un valore elevatissimo nell'audio, o ultrasonico (sale da 15 KHZ a 30 KHZ); quando si passa al C2 si ha un'estensione di gamma che varia da 5 a 15/18 KHZ a seconda della tolleranza del condensatore. L'inserzione del C3 permette di esplorare la parte « bassa » dell'audio giungendo al centinaio di HZ. Naturalmente i valori detti mutano se il BC116 non ha caratteristiche « tipiche », se R1-R2-R3 hanno una tolleranza elevata, e se il BSV56 non è del tipo professionale « b ». Se il lettore riscontra delle difficoltà nella esatta copertura della gamma, trovando che i termini delle tre bande non si sovrappongono esattamente, o notando che non si

Fig. 63 b - Montaggio definitivo dei componenti su circuito stampato.

i materiali

B = Pila da 12V, formata unendo in serie due pile a « pacchetto » da 6V ciascuna.
C1 = Condensatore styroflex da 10.000 pF - 50VL - 5% (vedi testo).
C2 = Condensatore styroflex da 47.000 pF - 50VL - 5% (vedi testo).
C3 = Condensatore styroflex da 100.000 pF - 50VL - 5% (vedi testo).
C4 = Condensatore styroflex da 1 μF - 250 VL.
CM1 = Commutatore rotante da 1 via, tre o più posizioni (vedi testo).
R1 = Resistore da 10.000 ohm, ½w - 10%.
R2 = Potenziometro lineare da 100.000 ohm.
R3 = Eguale alla R1.
R4 = Resistore da 1.000 ohm, ½w - 10%.
R5 = Resistore da 470 ohm, ½w - 10%.
R6 = Eguale alla R1.
S1 = Interruttore unipolare.
TR1 = Transistore BC116, da **non** sostituire.
TR2 = Transistore BSV56/b, da **non** sostituire.
TR3 = Transistore AC126, o similare.

Disegno in grandezza naturale dello stampato per la costruzione del generatore.

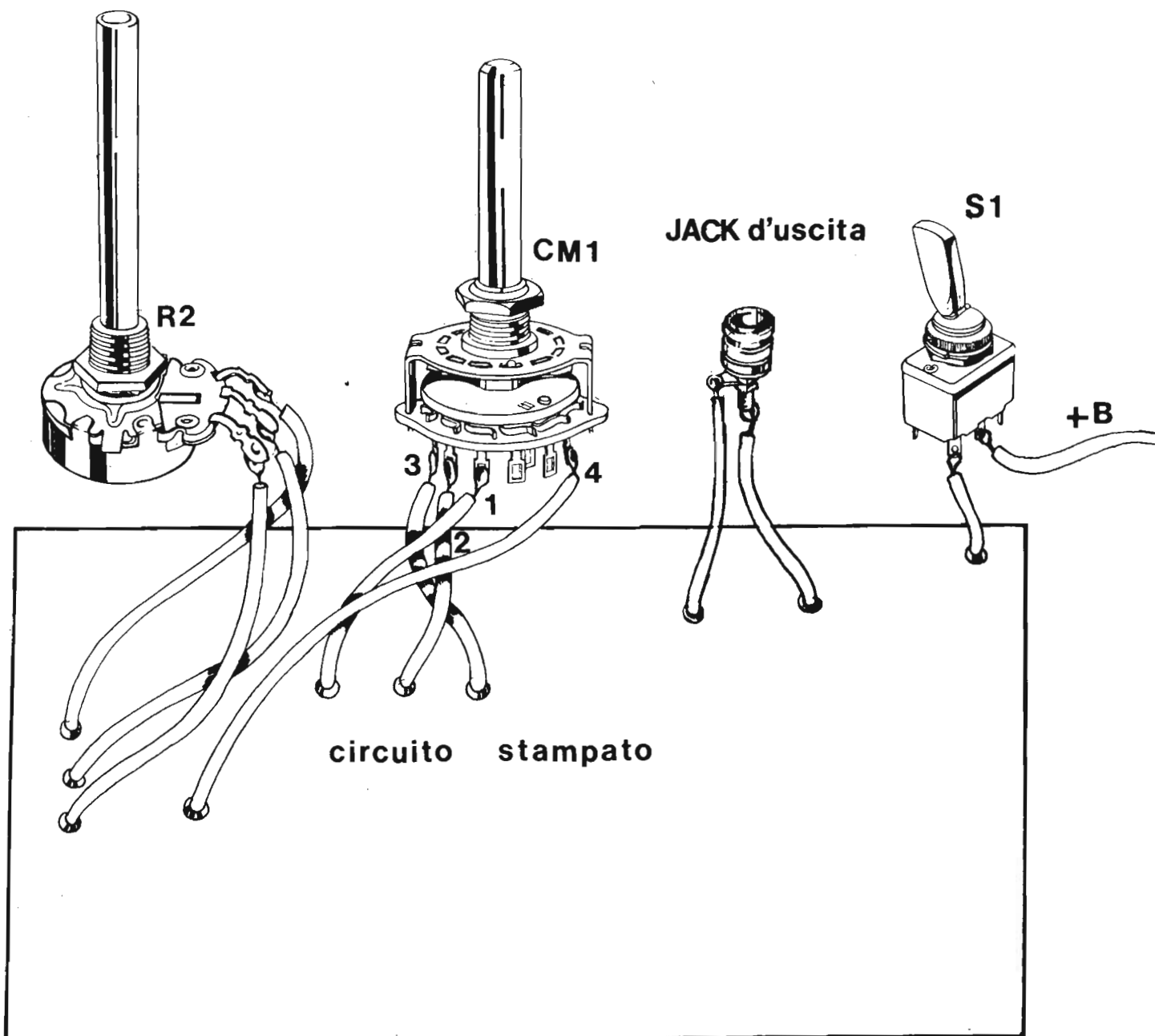



Fig. 63 c - Collegamenti esterni da effettuarsi al circuito stampato per completare il montaggio.

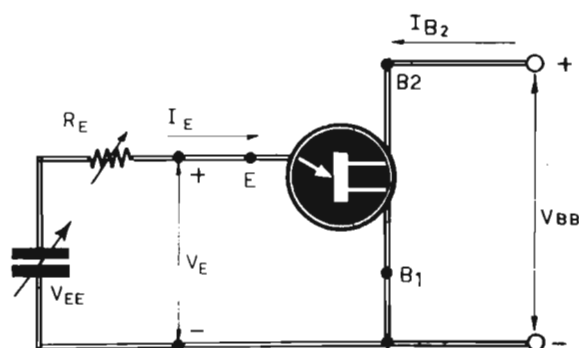
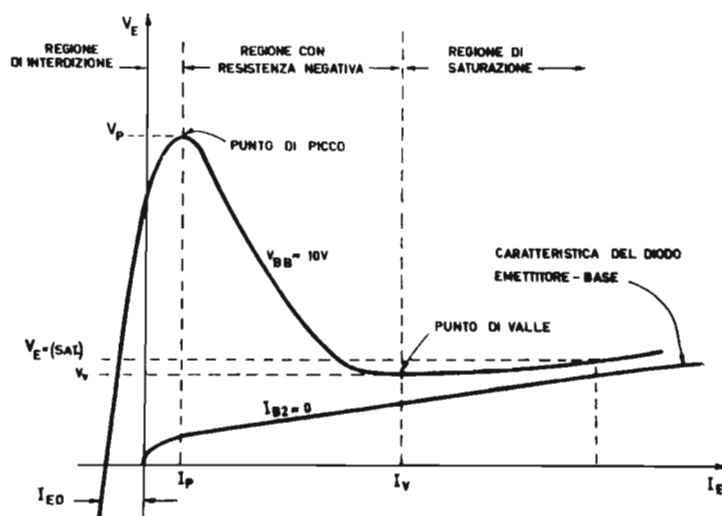
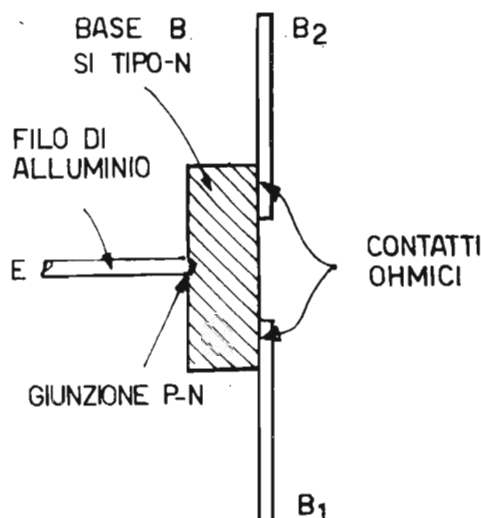
hanno gli estremi desiderati, il rimedio può essere molto semplice: è sufficiente impiegare come CM1 un commutatore che abbia qualche posizione in più usando alcune capacità « intermedie » rispetto a quelle annotate (parte tratteggiata del disegno).

il trimmaggio dei condensatori

Se per altro il difetto di copertura è limitato e non si vuole « complicare » il circuito, allora può bastare il « trimmaggio » dei condensatori esistenti, da effettuare aggiungendo piccole capacità in parallelo a C1-C2-C3, o scegliendo per i medesimi altri valori.

Il montaggio di questo generatore, che può essere estremamente utile allo sperimentatore ed al tecnico, dovrebbe essere un poco « professionale ». Noi suggeriamo come base il « solito circuito stampato » che potrà essere contenuto in una scatoletta metallica a realizzazione avvenuta: fig. 63 b. Sul pannello saranno fissati i

UJT
unigiunzione

Tra i transistors, forse i più versatili sono quelli detti « unigiunzione » per via della loro costruzione e del loro tipo di funzionamento. In tutti i circuiti cosiddetti a scatto, come i multivibratori, i generatori di forme d'onda a dente di sega, eccetera, l'uso di transistors unigiunzione (nella letteratura tecnica denominati con la sigla UJT) permette realizzazioni più semplici e di efficienza grandissima; il costo di tali apparati risulta più basso e di ciò ci si avvantaggia nei circuiti più complessi che, come i radiotelevisori ad esempio, utilizzano schemi come quelli detti.
Questo semiconduttore è costituito da uno strato di Silicio tipo-n, chiamato base B, da due contatti ohmici B1 e B2 e da un filo di alluminio che costituisce l'emettitore E. Si può vedere chiaramente che, quando la corrente nella base B2 è zero, cioè per IB2 = 0, il transistor si comporta come un diodo normale.
Viceversa per valori di IB2 diversi da zero la curva caratteristica assume una configuarazione particolare in cui sono evidenti due punti caratteristici: il punto di picco e il punto di valle.
Nel primo la tensione di emittore raggiunge il valore massimo con corrente assai piccola, nel secondo si passa dalla regione con pendenza negativa a quella con pendenza positiva.
La regione in cui la curva ha pendenza negativa separa la regione di interdizione posta a sinistra del punto di picco dalla regione di saturazione posta a destra del punto di valle.
Le caratteristiche principali del transistor unigiunzione sono:
la tensione di picco Vp che è molto stabile e dipende solamente dalla tensione VBB tra le basi B1 e B2, la curva nella regione con pendenza negativa è stabile ed infine gli impulsi di corrente che il transistor UJT può sopportare sono molto elevati.

controlli, R2-CM1: il jack di uscita ed S1, a loro volta troveranno posto sulla medesima superficie.

il collaudo

Il collaudo di questo generatore è assai semplice: la geometria del segnale, vista all'oscilloscopio dovrebbe risultare perfetta, anche ad un esame critico. Se così non fosse è evidente che qualche parte è fuori uso, inesatta o connessa malamente.

Anche questo apparecchio necessita di una « scala delle frequenze » da tracciare attorno alla manopola di R2.

Per prepararla ci si munirà di un foglio di caratteri trasferibili a cera e lavorando col frequenzimetro di figura 47 (capitolo XI) si marcherà punto per punto il valore effettivo presente, per tutte e tre le scale previste, e per quelle eventualmente aggiunte.

GENERATORI SINUSOIDALI

Dopo gli oscillatori « triangolari » visti nel capitolo precedente, è ovvio trattare i generatori di sinusoidi che sono utilissimi nel lavoro di laboratorio e addirittura fondamentali nello studio e nel collaudo delle apparecchiature funzionanti a bassa frequenza. Gli oscillatori che tratteremo sono i più semplici in grado di erogare sinusoidi indistorte; abbiamo di proposito trascurato i circuiti a ponte di Wien e simili perché non è sempre facile regolarli, ultimato un montaggio non certo elementare. Inoltre, per la maggioranza degli impieghi, un iniettore sinusoidale erogante un segnale stabile, lineare, preciso, è tutto quel che serve allo sperimentatore ed anche al tecnico. Diremo ancora che gli oscillatori presentati impiegano tutti dei sistemi di accordo basati su cellule R/C; nessuno « strano » trasformatore quindi, e nessuna bizzarra lampada a gas, speciale VDR e simili: un lato della questione che certo non dispiacerà al lettore.

Il primo dei nostri generatori appare nella figura 65.

oscillatori a sfasamento

Si tratta di un oscillatore « a sfasamento » che funziona come ora diremo.

Chiuso S1, un impulso di corrente attraversa il transistore, e dal collettore di questo è retrocesso alla base mediante uno sfasatore a tre stadi di cui fanno parte C1-C2-C3 ed R1-R2-R3. Le cellule R/C ruotano la fase del segnale di 180°; il transistore connesso ad emettitore comune, completa lo sfasamento con una successiva rotazione di 180°.

In tal modo il segnale è « in fase » sul collettore e la base, quindi si ha una « amplificazione continua » dell'impulso iniziale che dà luogo ad una oscillazione che avviene alla frequenza determi-

Fig. 65 e 65 b - Circuito elettrico di generatore sinusoidale in grado di fornire un segnale di circa 3V efficaci.

nata dalla costante di tempo del circuito sfasatore.

In linea con quanto abbiamo detto nel capitolo XIII, preciseremo che l'elemento attivo, TR1, compensa la perdita di potenza che si ha nel rotatore di fase; il rotatore di fase è però responsabile per l'accordo e la reazione; R5 ed R4 rappresentano gli elementi « situatori » specificati nel capitolo rammentato; C4 è « l'accessorio » che in questo caso serve a traslare il segnale verso l'utilizzatore.

Dettagli circuitali.

L'attenuazione introdotta dalle tre cellule R/C è abbastanza importante, quindi per ottenere dal TR1, il massimo guadagno atto a compensarla, la resistenza di carico (R4) ha un valore piuttosto elevato. Di conseguenza anche la tensione della pila è più elevata del solito.

l'innesco a 1000 Hz

Con i valori segnati per lo sfasatore, l'innesco ha un valore di 1000 Hz circa. Per ottenere un valore diverso è possibile alterare i valori dei C1-C2-C3; R1-R2-R3: la frequenza varia in modo abbastanza lineare con i valori. Per esempio, dimezzando le resistenze e raddoppiando le capacità si ottiene un segnale da 500 Hz; l'inverso nel caso inverso.

Il segnale all'uscita è molto buono: se R4 è posto al « massimo » (cursore portato verso il collettore del TR1) all'uscita si ha una tensione-segnale superiore a 3,5 veff con una distorsione inferiore allo 0,25%.

La corrente assorbita dallo stadio è modesta: a seconda del transistor impiegato varia da 1,2 a 1,4 mA.

i materiali

B = Pila da 15V miniatura « NOVEL-W10 » o similare Burgess, Hellesens.
C1 = Condensatore da 4700 pF.
C2 = Eguale al C1.
C3 = Eguale al C1.
C4 = Condensatore ceramico da 100.000 pF.
R1 = Resistore da 10.000 ohm, ½W - 5%.
R2 = Eguale alla R1.
R3 = Eguale alla R1.
R4 = Potenziometro **lineare** a filo da 10.000 ohm.
TR1 = Transistore AC 179 o analogo NPN al Germanio, dotato di un Beta pari o migliore a « 200 ».
S1 = Interruttore unipolare.

Relativamente alla geometria del segnale, è da notare che se l'oscillatore ha un innesco troppo... « energico » può insorgere una distorsione « crossover » del tipo indicato nella figura 65/b. Ove ciò accada, sarà necessario ritoccare la R5, che con la R3 forma il partitore che polarizza la base dell'AC179. La R5 avrà di base un valore pari a 680.000 ohm; nel caso che si verifichi la distorsione nel punto in cui il periodo passa dal positivo al negativo e viceversa, il valore dovrà essere aumentato a 820.000 ohm, oppure a 910.000 ohm.

Non è da trascurare l'idea di montare un trimmer da 1 Mega ohm al posto della R5, per poter così regolare finemente il punto di lavoro del transistor, ed in tal modo anche la forma d'onda del segnale ricavato.

L'apparecchietto è complessivamente degno di interesse, ma ha lo svantaggio di « soffrire del carico ». In altre parole, avviene che la resistenza interna del carico applicato all'uscita influenzi la forma d'onda notevolmente. Se si prevede un impiego « generico » per questo oscillatore, è forse bene completarlo con uno stadio di uscita connesso a collettore comune.

l'adattatore separatore

Abbiamo già visto vari adattatori-separatori del genere; se il lettore fosse comunque perplesso in merito ai valori ed ai vari dettagli, riveda il generatore della figura 58: lo stadio del TR2, in questo, può servire anche per il nostro impiegando un AC127 al posto dell'AC126, ed alimentando il collettore dell'AC127 sul polo positivo dell'alimentazione, dato che esso è un « NPN ».

Sia che s'impieghi lo stadio separatore, o no, il montaggio dell'apparecchio sarà semplicissimo: non vi sono particolari note al riguardo e la posizione di tutti i componenti non è critica. Volendo, anche un cablaggio sperimentale su plastica forata è accettabilissimo, in questo caso: specie se il lettore vuole tentare l'impiego di valori R/C diversi nello sfasatore, o comunque effettuare esperienze diverse sul generatore al fine di acquisire una esperienza specifica.

GENERATORE SINUSOIDALE IMPIEGANTE DUE TRANSISTORI AL SILICIO

Mentre il circuito di figura 65 era dato come esempio generale, (pur essendo « pratico » e dal funzionamento sicuro), quello di figura 66 rappresenta un generatore « completo » impiegabile in qualunque prova di laboratorio, all'altezza di qualsiasi analogo prodotto industriale.

Rispetto al precedente, questo oscillatore ha il vantaggio di una migliore stabilità termica grazie all'uso di transistori al Silicio, dell'impiego di una pila più convenzionale, e vari dettagli circuitali che ora vedremo di seguito.

Il funzionamento dello stadio oscillatore è strettamente identico a quello del TR1 di figura 65. Con C1-C2-C3-C4 ed R1-R2-R3-R4 dai valori indicati, il segnale ha una frequenza di 500 Hz, pratica per molti impieghi. La base del TR1 è polarizzata tramite R5, trimmer potenziometrico semifisso.

Regolando R5, muta leggermente la frequenza del segnale, cosicché è possibile « centrare » esattamente a 500 Hz il valore, il che sarà utile come riferimento per le misure nel futuro impiego.

R5, inoltre, determina il punto d'innesco delle oscillazioni, nient'affatto critico, quindi regolabile con cura per ottenere « anche » la forma d'onda più lineare. Se la manovra di R5 è effettuata con

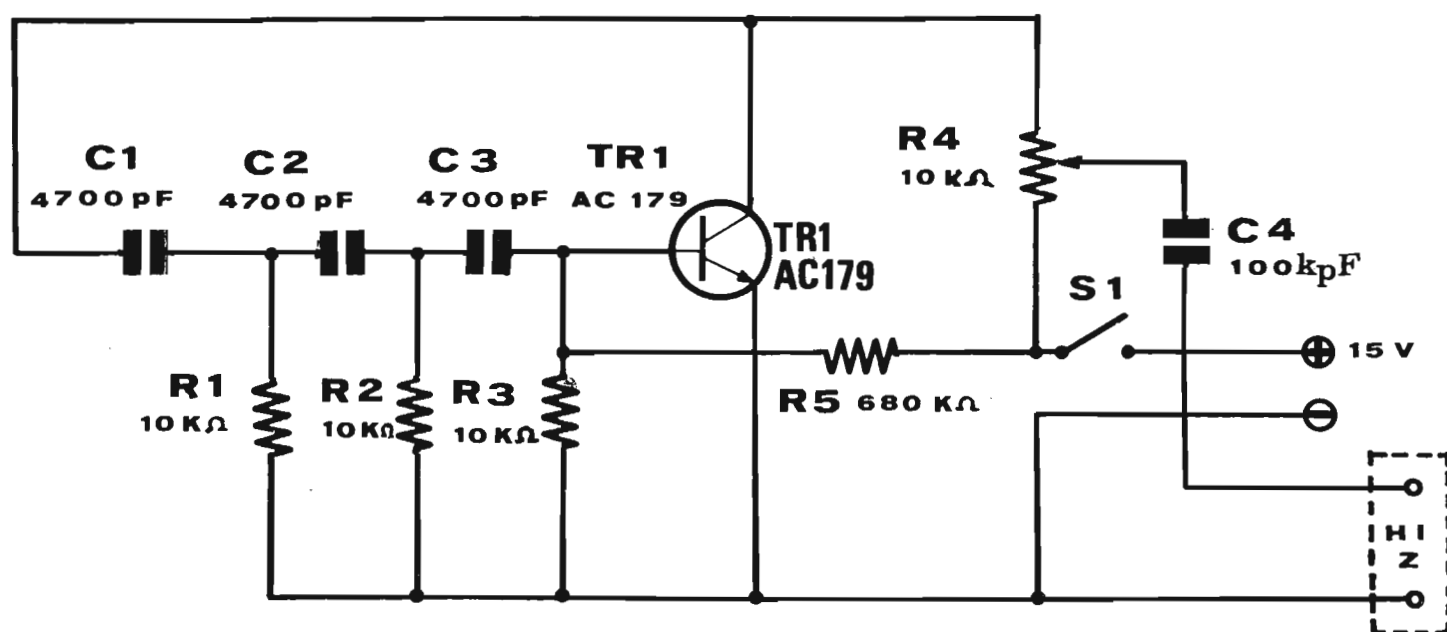
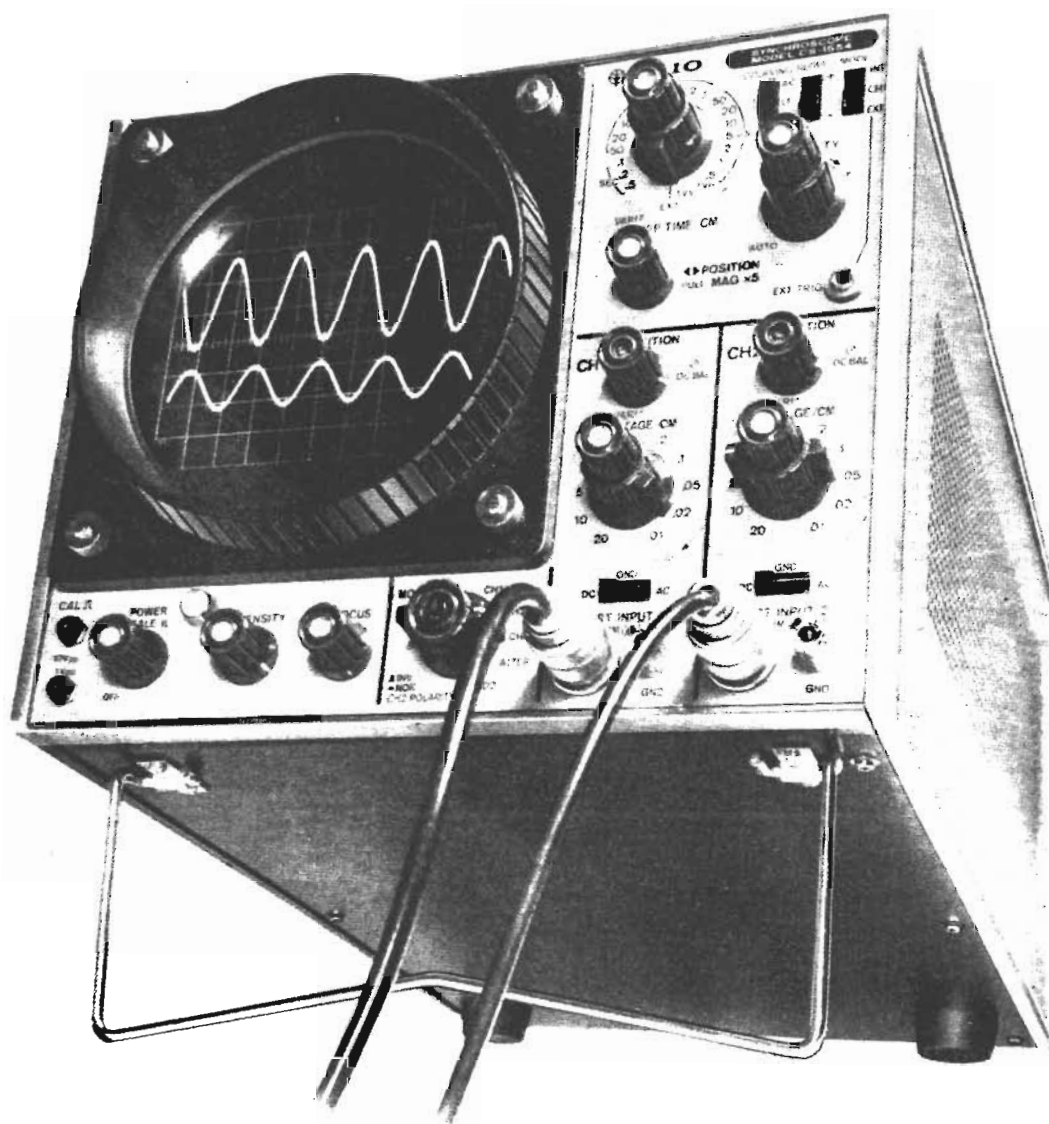



Fig. 66 - Schema elettrico di generatore sinusoidale che può essere impiegato con buoni risultati in laboratorio.

Le forme d'onda rilevate ad un oscilloscopio a doppia traccia.

la cura necessaria, si otterrrà un segnale avente la frequenza di 500 Hz esatti, con una distorsione inferiore allo 0,3%; non male.

Se qualcuno si chiedesse come mai questo generatore può lavorare con una tensione di alimentazione più bassa, rispetto a quello di figura 65 diremo che i transistori al Silicio hanno un Beta più elevato di quelli al Germanio; il BC109 può giungere ad un valore di « 900 » (!) contro quello di 250-300 massimo ricavabile dall'AC179.

il carico sul collettore

Questo fattore consente di mantenere a valori « medi » la resistenza di carico sul collettore, e di conseguenza la pila può a sua volta avere una tensione più bassa.

Esaminato il dettaglio, vedremo ancora lo stadio del TR2.

Questo è connesso a collettore comune, ed in tal modo si ha un perfetto adattamento di impedenza con l'uscita del TR1.

La resistenza inserita sull'emettitore del TR2 è in effetti un potenziometro che serve come regolatore dell'ampiezza del segnale di uscita. La tensione-segnale disponibile, quando il cursore di R9 è portato all'emettitore del TR2 vale poco più di 3V eff.

la traccia rame dello stampato

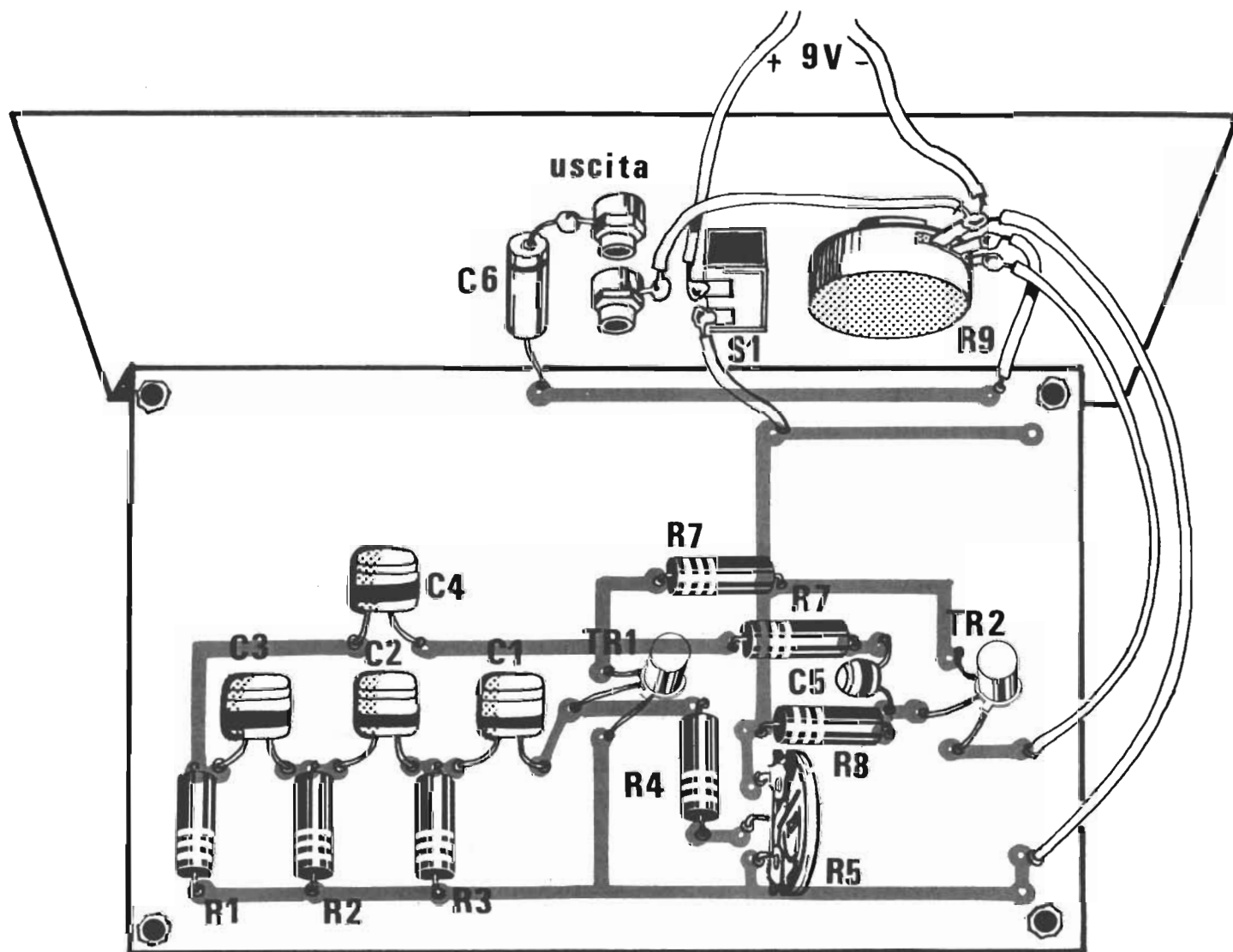
Nella figura 67 riportiamo il piano di montaggio di questo semplice ma utile generatore, che certamente potrà dare molta soddisfazione a chi lo vorrà costruire.

E' suggerito il circuito stampato, come sempre: le « tracce », ovvero i collegamenti sono piuttosto spaziati anche se la basetta ha modeste dimensioni: 100 x 70 mm, nel prototipo. R5, essendo da regolare « una tantum » è montato su questa base; R9, con S1, troveranno posto sul pannello « generale » del complesso che in pratica sarà rappresentato da un lato maggiore della scatola metallica in funzione di contenitore.

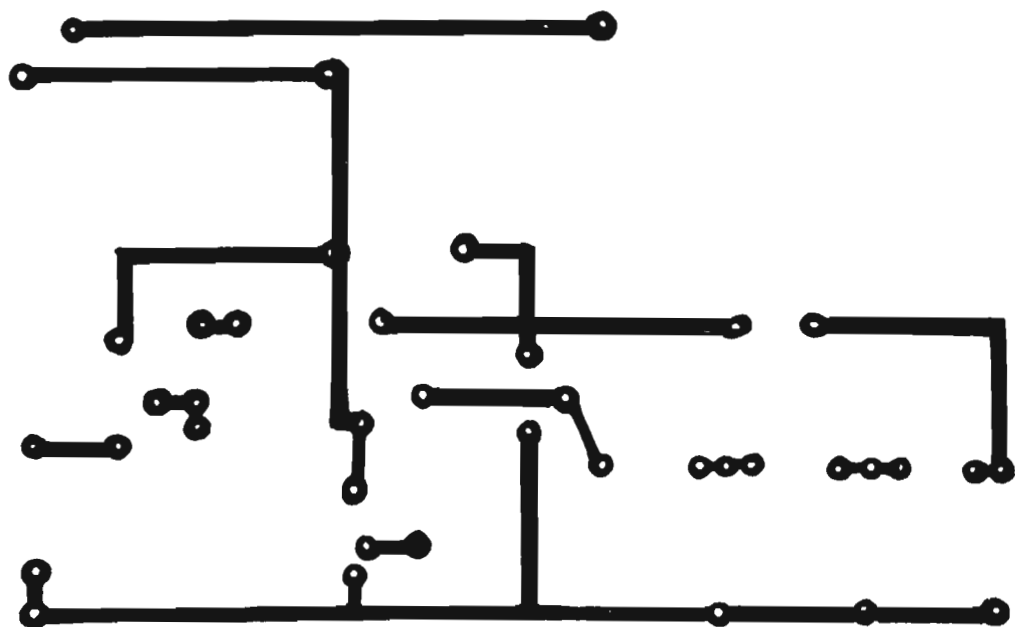
La regolazione del generatore sarà eseguita come ora diremo.

Prima di tutto, con un oscilloscopio per quanto possibile di buona qualità, si eseguirà il controllo del segnale.

Ricavata la migliore sinusoide, che dovrebbe essere quasi perfetta, si misurerà la frequenza all'uscita: per questo lavoro si potrà impiegare il frequenzimetro di figura 47, capitolo undicesimo. Se non si riscontra il valore di 500 Hz provisto, impiegando alternativamente l'oscilloscopio ed il frequenzimetro, si tornerà a ritoc-

Fig. 67 - Nel disegno si nota come i componenti abbiano tutti trovato una conveniente sistemazione nel contenitore.

i materiali

B = Pila da 9V per radio ricevitori.
C1 = Condensatore ceramico da 2.200 pF - 10%.
C2 = Eguale al C1.
C3 = Eguale al C1.
C4 = Eguale al C1.
C5 = Condensatore styroflex da 1 μF/50 VL.
C6 = Condensatore elettrolitico da 10 μF/15 VL.
R1 = Resistore da 10.000 ohm, ½W - 5%.
R2 = Eguale alla R1.
R3 = Eguale alla R1.
R4 = Resistore da 2.200 ohm, ½W - 5%.
R5 = Trimmer potenziometrico lineare, possibilmente a filo, da 50.000 ohm.
R6 = Resistore da 2.200 ohm, ½W - 5%.
R7 = Eguale alla R1.
R8 = Resistore da 330.000 ohm, ½W - 5%.
R9 = Potenziometro lineare da 10.000 ohm.
S1 = Interruttore unipolare.
TR1 = Transistore BC109 da NON sostituire.
TR2 = Transistore BC109 o equivalente.

Fig. 67 bis - Disegno in grandezza naturale del circuito che si deve ottenere sulla piastra ramata.

care R5 sino ad ottenere il miglior compromesso tra frequenza e linearità.

Effettuata questa prima fase del lavoro, si può procedere alla calibrazione dell'attenuatore: R9. Essa sarà ottenuta misurando la tensione-segnale con un tester da almeno 20.000 ohm per V o meglio con uno dei voltmetri « FET » descritti in precedenza (dopo aver fissato solidamente sull'alberino del potenziometro una manopola a indice) e segnando punto per punto l'ampiezza presente ruotando il controllo, mediante caratteri decalcabili a cera o in altro modo preferito dal lettore.

Potrebbe sembrare un preziosissimo dal dubbio interesse, questo dettaglio, ma il lettore avrà modo di constatare quanto invece sia utile avere una tensione-segnale nota durante le prove, sia per le riparazioni, sia per le varie misure sperimentali.

GENERATORE A FREQUENZA VARIABILE

In tutti e due i generatori visti prima, la frequenza del segnale ricavato era fissa; difatti, l'impiego della rete di sfasamento R/C sembrerebbe non consentire la variazione dell'accordo, a meno di non impiegare « mostruosi » condensatori variabili polisezioni o « impossibili » potenziometri monocomandati.

Per contro, anche in questo genere di oscillatore, pur sacrificando in piccola parte la quantità della forma d'onda ottenuta, è possibile variare la frequenza, sia pure in una gamma non molto ampia.

iFg. 68 - Progetto di generatore sinusoidale a frequenza variabile.

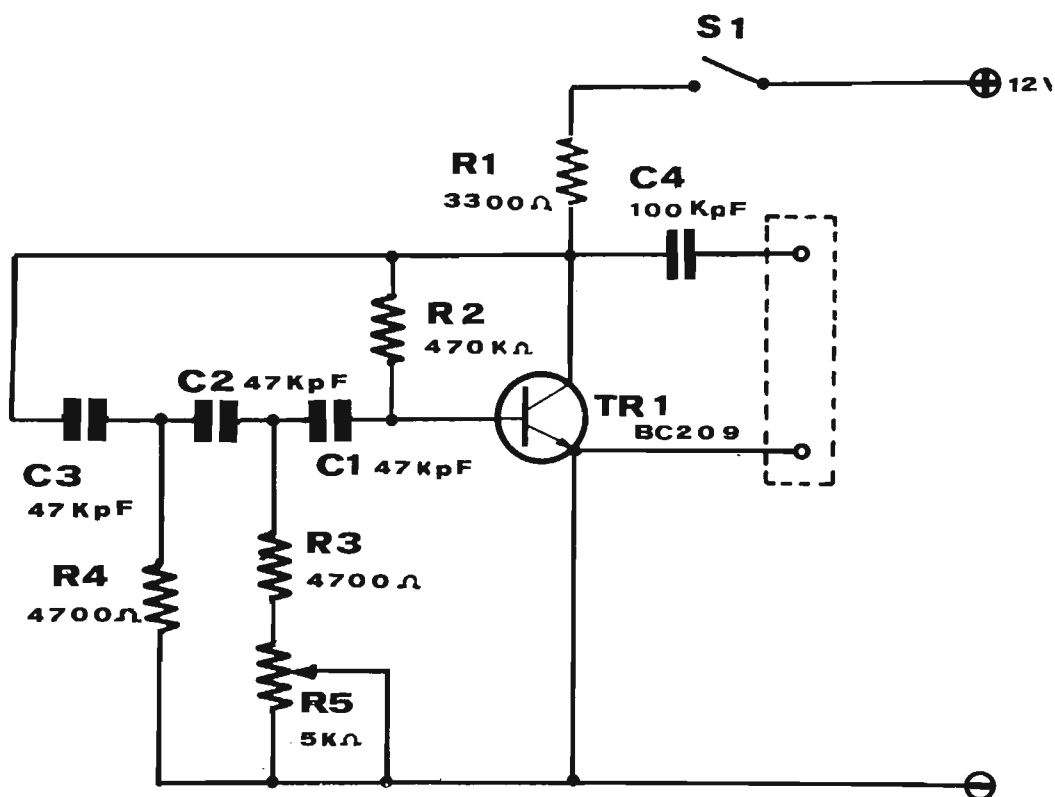
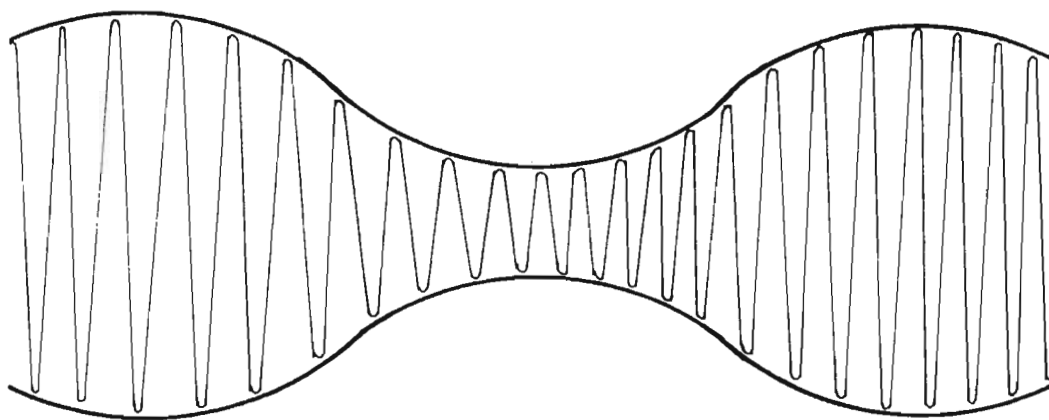
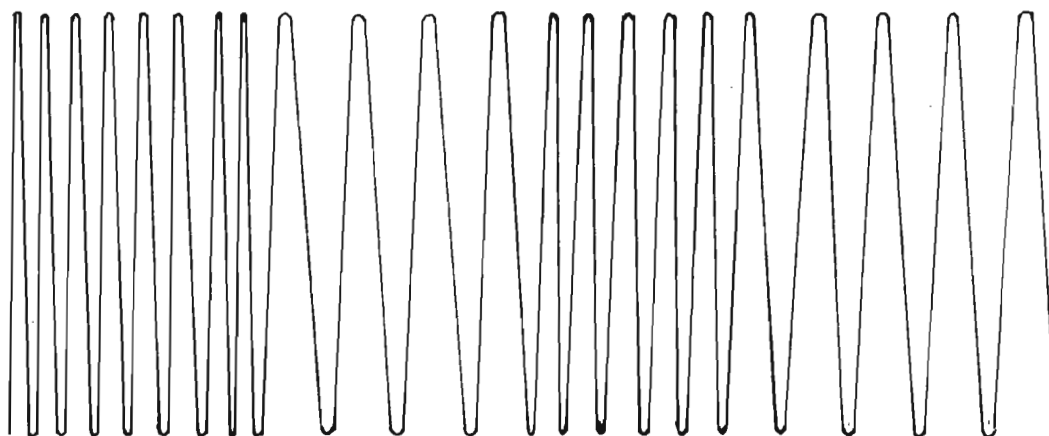



Fig. W - Le tensioni prodotte dai generatori possono essere a variazione di ampiezza (sopra); a variazione di frequenza (sotto).

i materiali

B	=	Pila da 9V.
C1	=	Condensatore ceramico da 47.000 pF.
C2	=	Eguale al C1.
C3	=	Eguale al C1.
C4	=	Condensatore ceramico da 100.000 pF.
R1	=	Resistore da 3.300 ohm - ½W - 10%.
R2	=	Resistore da 470.000 ohm - ½W - 10%.
R3	=	Resistore da 4.700 ohm - ½W - 10%.
R4	=	Eguale alla R3.
R5	=	Potenziometro **lineare** da 5.000 ohm.
S1	=	Interruttore unipolare.
TR1	=	Vedi testo.

Un esempio di oscillatore a sfasamento dell'accordo variabile è riportato nella figura 68, ma più che altro per completezza, non essendo questo del tutto raccomandabile a causa della leggera distorsione che appare ai limiti della banda esplorabile.

la cellula variabile dello sfasatore

Il circuito non dice molto di nuovo, rispetto agli esempi visti prima; noteremo unicamente la cellula « variabile » dello sfasatore. In questa, un potenziometro da 5000 ohm è posto in serie alla resistenza fissa da 4700 ohm (R3) che è parte « naturale » del sistema R/C. Ruotandolo, il segnale generato passa da 200 Hz a 500 Hz, o ha analoghe variazioni se si muta l'accordo fondamentale del complesso sfasatore, ristudiando i valori in gioco.

Purtroppo, come abbiamo detto, alla regolazione della frequenza si accompagna una notevole « correzione » della geometria del segnale che resta sempre sinusoidale, ma può assumere una percentuale di distorsione notevole: anche un 5%, o maggiore.

Le considerazioni già formulate a proposito del transistore al Silicio e della tensione della pila, nonché della influenza del carico e dettagli vari sono perfettamente validi anche in questo caso, quindi non ci ripeteremo.

Sebbene non sia illustrato con il preciso intento di suggerirne la realizzazione in forma di strumento di laboratorio, questo oscillatore può essere costruito per divertimento, a scopo sperimentale: basta una decina di parti ed una basetta forata, mezz'ora di lavoro, ed eccolo pronto. Non occorre alcun componente costoso, ed il TR1 può essere sostituito da molti altri transistori NPN al Silicio ad alto guadagno, se il BC209 non risulta disponibile nelle scorte del lettore: per esempio i vari BC149, BC173, BC184, MPS6520 risultano buoni equivalenti.

Poiché la disposizione delle parti e la lunghezza delle connessioni non hanno soverchia importanza, nei confronti del rendimento, l'eventuale montaggio sperimentale può assumere qualunque forma « logica » senza che vi sia alcuna necessità di seguire una particolare « pianta ».

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

GLI OSCILLATORI ED I CIRCUITI INTEGRATI

Vedremo ora altri due generatori di segnali a forma di sinusoide, quindi funzionalmente simili a quelli commentati nel capitolo precedente. La differenza principale tra questi e gli altri è che qui si impiegano IC al posto di semiconduttori « discreti ».

Per altro anche se « simili » i circuiti di utilizzo degli IC non sono molto identici a quelli visti: osserveremo infatti uno sfasatore, ma anche un generatore del tipo « a doppio T » che sinora non avevamo analizzato. L'IC utilizzato in entrambi i generatori è il modello RCA « CA 3035 ».

la distribuzione in Italia

In Italia, la RCA possiede un'ottima rete di distribuzione affidata alla « Silverstar » che ha proprie sedi a Milano e Roma nonché concessionari nelle principali città: pertanto non sorge alcun problema di reperimento per il principale componente.

Il costo del « CA 3035 » è ridotto; meno di 2000 lire mentre scriviamo, il che è degno di nota poiché questo IC è assai « sofisticato »: infatti, prevede tre distinti amplificatori. Due di essi impiegano tre transistori ed uno quattro.

Ponendo in cascata gli amplificatori « 2 » e « 3 » entrocontenuti, si può ottenere un guadagno di 10.000 dalla cc ad alcuni MHZ. L'amplificatore « 1 », il cui circuito è riportato nella figura 70, è l'unica sezione del CA 3035 impiegata nei nostri generatori: merita quindi una nota supplementare.

Si tratta di un sistema a tre stadi direttamente accoppiati, a basso fattore di rumore (tipico: 6dB) ed a medio-alta resistenza di ingresso, grazie alla « coppia di Darlington » formata dai due primi stadi. Il guadagno tipico dell'amplificatore « in tensione » è pari a 44 dB, ovvero « 160 volte ».

per un buon segnale indistorto

Il guadagno minimo garantito dalla Casa costruttrice è 40 dB: 100. Chi desiderasse altri dati, sappia che la resistenza tipica dell'ingresso vale 50.000 ohm, e la resistenza di uscita circa 270 ohm. La risposta in frequenza dei tre stadi sale a 500.000 Hz con —3 dB; oltre i 500 KHZ il guadagno cade con un andamento di 6dB per ottava.

L'ingresso dell'amplificatore può accogliere una tensione-segnale massima pari a 2V p/p, ma desiderando ottenere un buon responso indistorto, il massimo valore accettabile non deve superare 1V p/p, ovvero 300 mV eff.

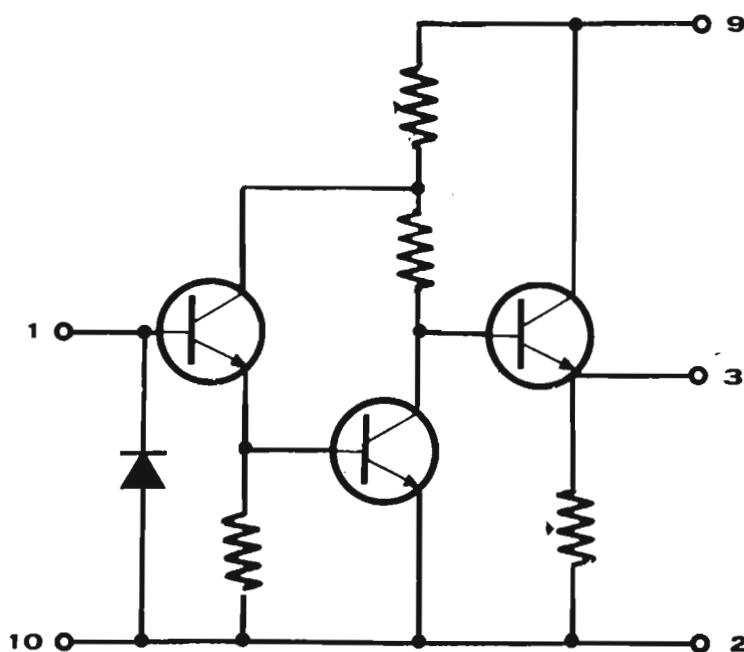
Detto così dell'IC, vediamo i nostri circuiti d'impiego.

Nella figura 71, il CA3035 forma il nucleo fondamentale di un generatore a sfasamento che eroga un segnale lineare a 1000 HZ, con l'uscita a bassa impedenza. La tensione-segnale ricavata ha un'ampiezza di circa 500 mV.

Il circuito è piuttosto elementare. La catena R/C che procura lo sfasamento di 180° è realizzata tramite R1-C1-R2-C2-R3-C3; ovviamente il complesso di cellule è inserito tra l'uscita dell'elemento « attivo » e l'ingresso: leggi tra i piedini « 3 » ed « 1 » dell'IC. Il punto di lavoro dell'amplificatore è stabilito dalla R5; poiché i tre transistori sono accoppiati direttamente, la polarizzazione applicata al primo stadio controlla anche gli altri.

La regolazione di R5, con la polarizzazione controlla anche la forma d'onda e la frequenza: una sola regolazione, ma... « polivalente », come si vede.

Questo generatore si presta particolarmente per essere realizzato in forma miniaturizzata, specialmente considerando che non vi sono controlli « esterni » da manovrare, a parte l'interruttore (!).

Fig. 70 - Sezione del circuito CA 3035 utilizzata per la costruzione dei successivi progetti.

Noi suggeriremmo allora di realizzare uno « scatolino-iniettore » del genere mostrato nella figura 73. Le dimensioni esterne del tutto possono essere 60x50x30 mm, o similari.

il contenitore

Come contenitore è indicata una scatola Teko in alluminio: ve ne sono diverse che hanno le misure indicate ed un piacevole aspetto « semiprofessionale ». Lo chassis che regge ogni parte ad eccezione della pila e dell'interruttore può essere in plastica forata o « stampato ». Il lettore se sceglie questa ultima soluzione

i materiali

B = Pila da 9V.
C1 = Condensatore ceramico da 10.000 pF.
C2 = Eguale al C1.
C3 = Eguale al C1.
C4 = Condensatore elettrolitico da 10 µF/12 VL.
C5 = Condensatore elettrolitico da 10 µF/12 VL.
IC1 = Circuito integrato CA 3035 RCA.
R1 = Resistore da 82.000 ohm, ½W - 5%.
R2 = Eguale alla R1.
R3 = Eguale alla R1.
R4 = Resistore da 1 Mega ohm, ½W - 10%.
R5 = Trimmer potenziometrico da 10.000 ohm, ½W - 10%.
S1 = Interruttore unipolare.

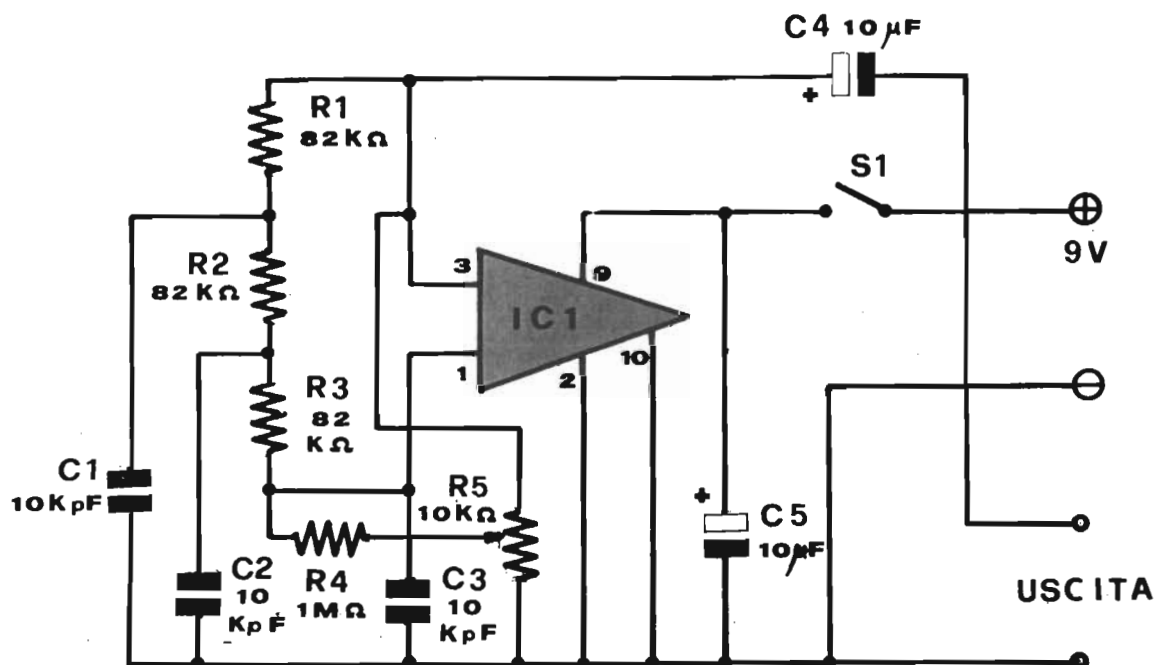



Fig. 71 - Circuito elettrico completo di un iniettore di segnali a circuito integrato.

costruttiva dovrà dedicare una buona cura alla realizzazione del tracciato, e anche se la basetta gli viene fornita già pronta da un artigiano specializzato, come dicevamo nel primo capitolo, sarà ugualmente necessaria una attenzione notevole durante il cablaggio per evitare che si formino « ponticelli » di stagno tra le connessioni ravvicinate.

Sarà inoltre necessario evitare il surriscaldamento del CA3035, che può verificarsi con facilità se si accorciano in eccesso i terminali. Volendo, anzi, per l'IC si potrebbe utilizzare uno zoccolo a 10 piedini « round » che odiernamente costa poche centinaia di lire ed è ovunque reperibile.

Il collaudo e la regolazione di questo generatore sono molto semplici.

Applicata la tensione chiudendo S1, e collegata l'uscita all'oscilloscopio, si ruoterà R5 quanto basta: prima per ottenere l'innesco delle oscillazioni, e via via la migliore forma d'onda e la frequenza prevista che, lo rammentiamo ai distratti, è di 1000 HZ.

INIETTORE A «DOPPIO T»

La figura 72 mostra il circuito elettrico di un oscillatore sinusoidale del tipo detto « a doppio T ». Anche questo funziona sul principio dello sfasamento, ma la rotazione desiderata (sempre 180°) non è ottenuta mediante cellule R/C consecutive, ma tramite due filtri composti di tre rami.

Detti filtri hanno l'aspetto grafico di un « T » maiuscolo, e da questa osservazione discende la denominazione del circuito.

Fig. 72 - Schema elettrico di oscillatore sinusoidale « a doppia T ».

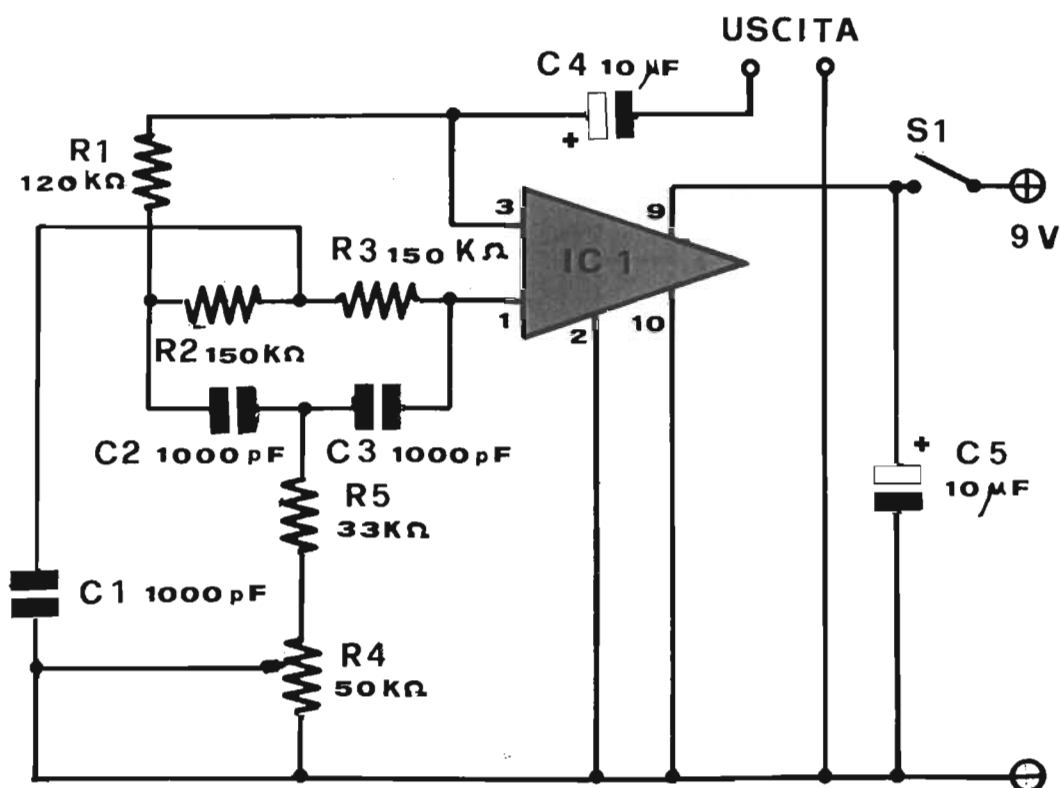
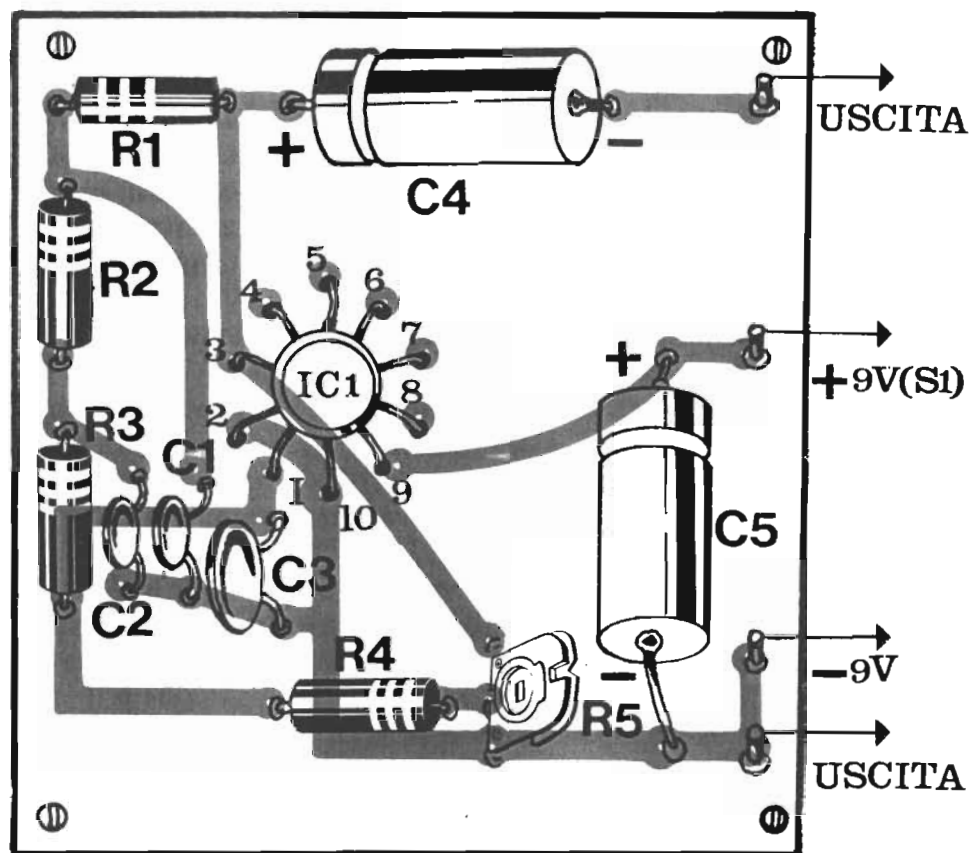



Fig. 73 - Esempio di montaggio su basetta dell'oscillatore di fig. 71.

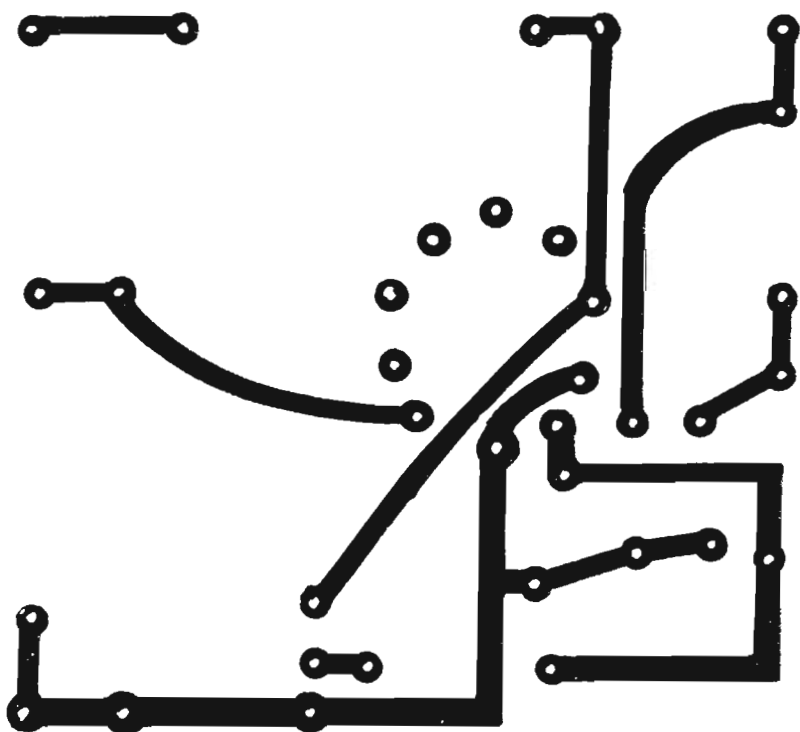



Fig. 73 bis - Pista ramata in rapporto 1:1 per la costruzione della basetta stampata.

Nella figura 72, un « T » è formato da C2-R4 (R5)-C3; l'altro da R2-R3-C1. Rispetto all'oscillatore convenzionale a rotazione di fase, questo ha un vantaggio ed uno svantaggio.

Il vantaggio risiede nella eccezionale purezza e linearità della forma d'onda del segnale ricavato, che non è mai viziato dalla distorsione « crossover » vista in precedenza, né ha qualsivoglia altra deformità. Lo svantaggio è rappresentato dalla criticità dell'innesco che si ottiene solamente quando fasi, tensioni e correnti sono esattamente aggiustate.

l'oscillatore al limite dello spegnimento

Nel circuito della figura 72, per raggiungere il migliore « incrocio » di parametri, è presente R4, trimmer semifisso.

Quando questo è aggiustato con la necessaria minuzia, l'innesco scatta con sicurezza, e se si ha l'avvertenza di mantenere la oscillazione al limite « dello spegnimento », il segnale ha una perfezione specialissima, che potrebbe essere ottenuta solo con dei circuiti assai più complicati di questo.

La frequenza del segnale ottenuto vale 1000 HZ con una certa approssimazione dettata dalla tolleranza dei componenti; l'uscita è a bassa impedenza ed eroga una tensione-segnale dal valore situato attorno ai 500 mV eff.

Anche se questo valore potrebbe essere incrementato aumentando il tasso di reazione, in effetti non conviene farlo poiché una oscillazione troppo intensa peggiora la qualità del segnale, che è il fattore più interessante del circuito.

D'altronde, anche 0,5V eff è un valore già utile per la maggioranza delle prove, o per quasi tutte.

i materiali

B = Pila da 9V.
C1 = Condensatore ceramico da 1.000 pF, 5%.
C2 = Eguale al C1.
C3 = Eguale al C1.
C4 = Elettrolitico da 10 μF/12 VL.
C5 = Eguale al C4.
IC1 = Circuito integrato CA3035 RCA.
R1 = Resistore da 120.000 ohm, ½W - 10%.
R2 = Resistore da 150.000 ohm; ½W - 5%.
R3 = Eguale alla R2.
R4 = Potenziometro lineare semifisso da 50.000 ohm.
R5 = Resistore da 33.000 ohm, ½W - 10%.
S1 = Interruttore unipolare.

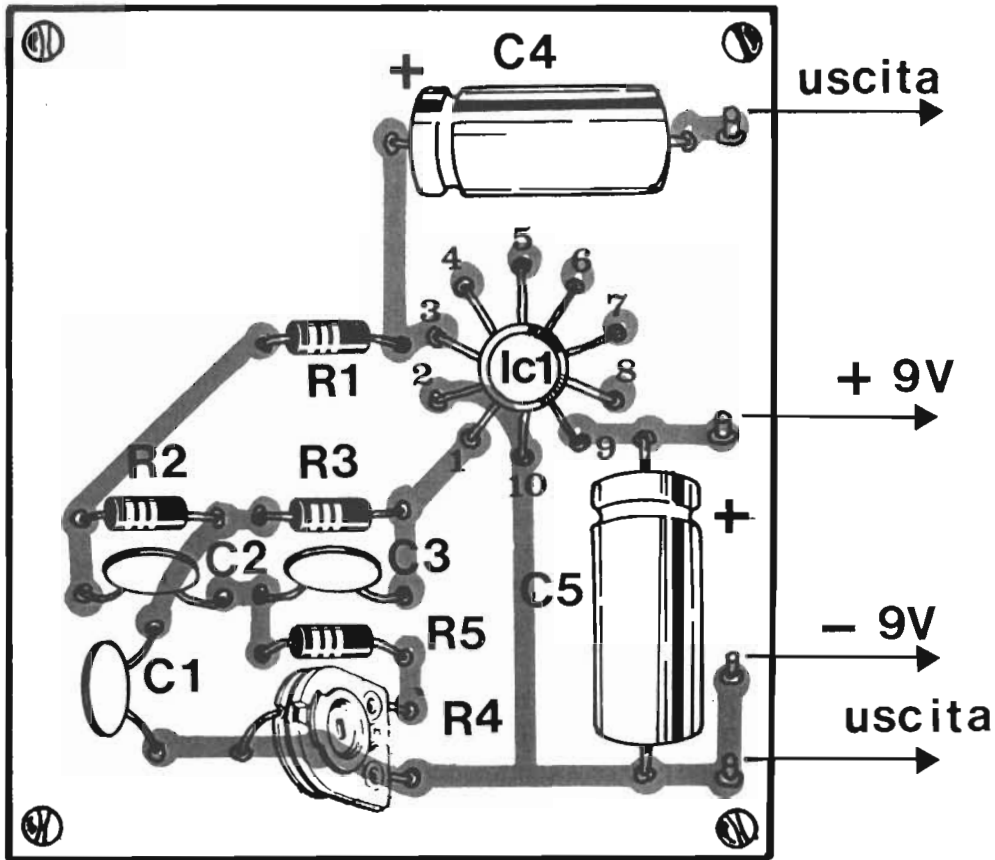



Fig. 74 - Cablaggio dei componenti per la costruzione del progetto di figura 72.

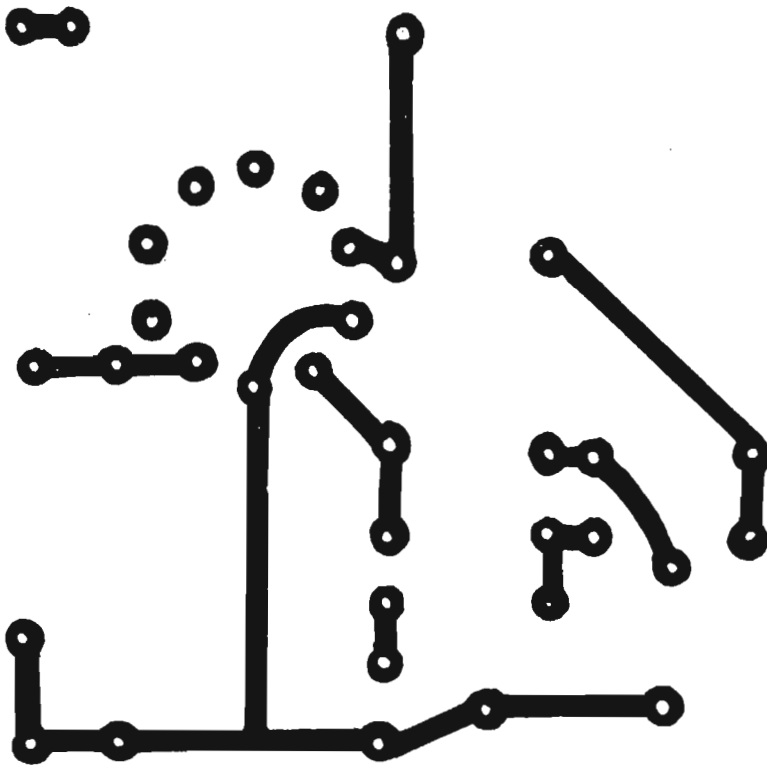
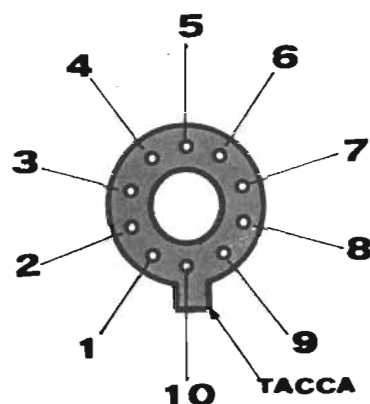



Figura 74 bis - Riproduzione in grandezza naturale della trama per la piastra stampata.

Per evitare possibili inconvenienti alla salute del circuito integrato vi riportiamo in figura la disposizione dei terminali.

Il montaggio di questo oscillatore può essere identico a quello descritto dianzi: le misure indicate, i suggerimenti, le osservazioni, valgono anche in questo caso e sarebbe inutile ripeterle.

collaudo e messa a punto

La figura 74 riporta le tracce di un circuito stampato adatto al montaggio di questo apparecchino.

Le similitudini con l'oscillatore di figura 71 non si fermano al montaggio: anche il collaudo e la messa a punto sono identiche.

R4 sarà ruotato quanto basta per ottenere l'innesco, quindi la miglior qualità del segnale (la distorsione può scendere allo 0,01%!) poi il miglior compromesso tra la frequenza esatta e la geometria più raffinata .

OSSERVAZIONI
ED ESPERIENZE

L'ONDA QUADRA

Visti i generatori di onde triangolari e sinusoidali, è ora la volta, per completare una sequenza logica, degli oscillatori in grado di erogare segnali quadri.

Come molti lettori certamente sanno, un segnale di questo tipo può facilmente essere ricavato da un multivibratore « Frece running », detto in italiano « astabile ».

Un classico esempio di questo tipo di circuito è riportato nella figura 75; il funzionamento è semplicissimo: applicata la tensione, uno dei due transistori inizia a « condurre » prima dell'altro, a causa della tolleranza delle resistenze o delle caratteristiche medesime del semiconduttore. La conduzione di un elemento, interdice momentaneamente il suo... « gemello », che rimane « cut-off » per tutto il tempo che dura la carica del condensatore di accoppiamento interstadio. Appena il condensatore è carico, le funzioni tenendo ad invertirsi: lo stadio che conduce va verso l'interdizione, mentre l'altro si blocca ed inizia a condurre.

circuiti multivibratori

In tal modo i transistori conducono alternativamente e dal circuito si può prelevare un segnale « piuttosto » quadro la cui frequenza dipende principalmente dai rapporti di resistenza-capacità in gioco.

Con i valori riportati nella figura 75, il multivibratore oscilla a circa 5 KHZ erogando un segnale « passabile » come qualità, ma non tale da poter effettuare serie di misure di « fedeltà » e risposta dei vari amplificatori audio che normalmente formano l'oggetto dei collaudi.

Anche la frequenza fissa del multivibratore visto, non è certo un grosso vantaggio durante le prove, quindi, in laboratorio

Fig. 75 - Circuito elettrico di un multivibratore con uscita di frequenza a 5000 Hz.

serve un generatore che abbia una elasticità di impiego maggiore ed una qualità complessivamente « più seria » relativamente al segnale.

Trattandosi di onde quadre, questo generatore può essere un « Crank », che ora infatti descriveremo: ma andiamo per ordine.

GENERATORE DI IMPULSI E SEGNALI QUADRI SEMI-PROFESSIONALE

La prima volta che leggemmo il termine « Crank-generator » su di una Rivista U.S.A., rimanemmo sconcertati. Crank, nell'idioma britannico, sia pure « americanizzato » sta a significare « manovella »: ed allora, quale sarebbe mai stato quel circuito in grado di generare segnali ed attivato da un simile arnese?

Seguendo il testo, comprendemmo che la « manovella » era teorica: una similitudine creata dall'Autore dell'articolo (Rufus P. Turner) per simboleggiare il funzionamento dell'apparecchio in modo immediatamente afferrabile con il paragone tra una pompa a pistoni, meccanica, ed il complesso elettronico.

Graficamente, l'analogia può essere dimostrata dal disegno della figura 76. La manovella risulta, nel nostro caso, rappresentata da un generatore di impulsi, che eccita il vero « motore » dell'assieme (i pistoni) corrispondenti ad un Flip-Flop il quale a sua volta genera i segnali richiesti: quadri, ovviamente, così come suggerisce il moto alternativo dell'esempio visto.

Non sono passati molti anni da quando il « Crank » è stato presentato, ma oggi esso è larghissimamente impiegato su quasi tutti i generatori professionali di onde quadre, sia pure in varie forme e talvolta allo stato di « MSI » (Medium Scale Integration) ovvero « tutto integrato ». A che si deve tanto favore? Bene, a più di un elemento, di una constatazione valida: a tutta una concomitanza di vantaggi.

il flip flop
è stabilissimo

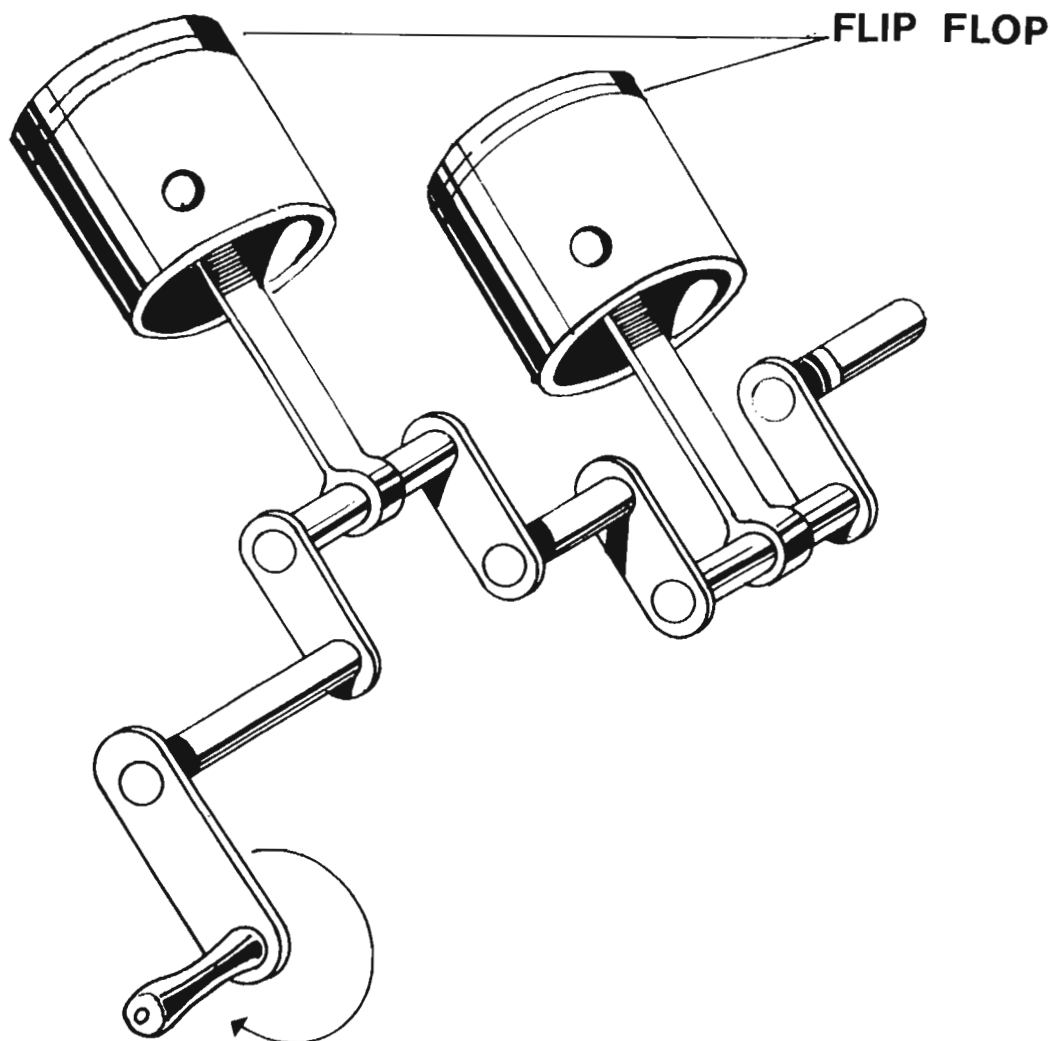
Il Flip-Flop, se è realizzato (transistori a parte, è acquisito, ovvio) con dei criteri razionali, risulta un generatore stabilissimo, dalla ottima risposta e semplice, almeno se comparato ad altri sistemi in grado di erogare segnali « davvero quadri ».

Il Flip-Flop può essere facilmente integrato, ed anzi esistono innumerevoli IC costituiti da uno o più « F/F », che oggi costano poche centinaia di lire. Ne risulta la possibilità di ottenere una elevata miniaturizzazione, se occorre, e comunque un basso costo, anche impiegando elementi « discreti ».

Prescindendo dal Flip-Flop, per generare dei segnali rettangolari occorrono elementi reattivi (trasformatori) o circuiti piuttosto complicati che « squadrino e risquadrino » non sempre con esito complessivamente felice.

Qualcuno afferma che anche il « F/F » ha i suoi difetti, richiedendo un esatto bilanciamento delle correnti in gioco, quindi parti a bassa tolleranza, per un funzionamento « esatto », nonché la previsione di una esatta gamma di funzionamento che non può essere dilatata oltre limiti ben determinati.

Ora, nessun oscillatore consente una gamma... infinita: un buon

Fig. 76 - Come si vede in figura il principio di funzionamento di un flip-flop può essere facilmente intuito ricorrendo alla meccanica.

« F/F » può lavorare bene in un rapporto 1:100 come dire tra 10 e 1000 Hz, tra 100 e 10.000 Hz, tra 1000 e 100.000 Hz, il che non è male.

Inoltre, nessun oscillatore può dare prestazioni elevate se è realizzato con delle parti di qualità scadente, a bassa tolleranza: quindi i difetti imputati al nostro, alla fin fine sono comuni un po' a tutti i circuiti.

Ma sarebbe inutile aprire una polemica in tal senso in questa sede: tanto più che il lettore, rivedendo i testi classici di cui dispone, o quelli offerti dalle biblioteche tecniche può farsi benissimo un concetto proprio e poi giudicare.

Quindi, trascurando altri commenti generici, è senz'altro meglio vedere lo schema del nostro « Crank », tanto più che per una analisi « abbastanza » minuziosa, occorrerà dire non poche cose.

Si veda la figura 77.

Il generatore, come è presentato, prevede una sola gamma di funzionamento: 10-1.000 Hz. La distorsione, all'uscita, è inferiore allo 0,5% su tutta la banda prevista. L'impedenza del carico non influenza seriamente la forma d'onda, specie se si impiega lo stadio « tratteggiato » corrispondente al TR4. La tensione erogata è ampia: maggiore di 4V eff.

Si prevede l'alimentazione a pila per una maggiore elasticità di impiego; la Vb è comunque stabilizzata a 12V esatti mediante un diodo Zener (DZ) onde non avere fluttuazioni nella frequenza e nell'ampiezza del segnale, almeno a medio-breve termine.

La R1 forma il « carico » dello Zener, ed il C1 serve da « serbatoio » e da « smorzatore » del fruscìo prodotto. L'inserzione del condensatore, in unione al diodo, rende trascurabile l'impedenza della sorgente di alimentazione.

IL SEPARATORE RIPETITORE

Il circuito può essere diviso in tre parti distinte: il generatore « trigger » (TR1); il Flip-Flop (TR2-TR3); il separatore-ripetitore di uscita (TR4).

Vediamo la prima.

Come si nota, TR1 è un UJT, ovvero un transistor Unigiunzione. Sarebbe ora inutile richiamare dettagliatamente le funzioni ed il « modo » di oscillazione di questo semiconduttore: abbiamo dettagliato questi principi nel capitolo quindicesimo.

Diremo solo che l'UJT lavora come al solito « a rilassamento »: la tensione della pila carica C2 tramite R4-R5-R6, e la tensione immagazzinata dal condensatore si scarica a massa via R3 non appena l'UJT innesca, avendo raggiunto, la giunzione E-B2, il « punto di crollo ».

Questo « classico » funzionamento per il transistor, come sappiamo, dà luogo a due segnali sfasati di 180° presenti sulle basi.

Nel nostro caso, la frequenza del segnale è regolata da due diversi controlli: R4 che, detto all'americana è il « Coarse » (noi diremmo regolazione « grossolana ») mentre R5 è il « fine », ovvero un « microregolatore » che consente di « centrare » perfettamente un dato valore di frequenza prima situato con buona approssimazione mediante R4.

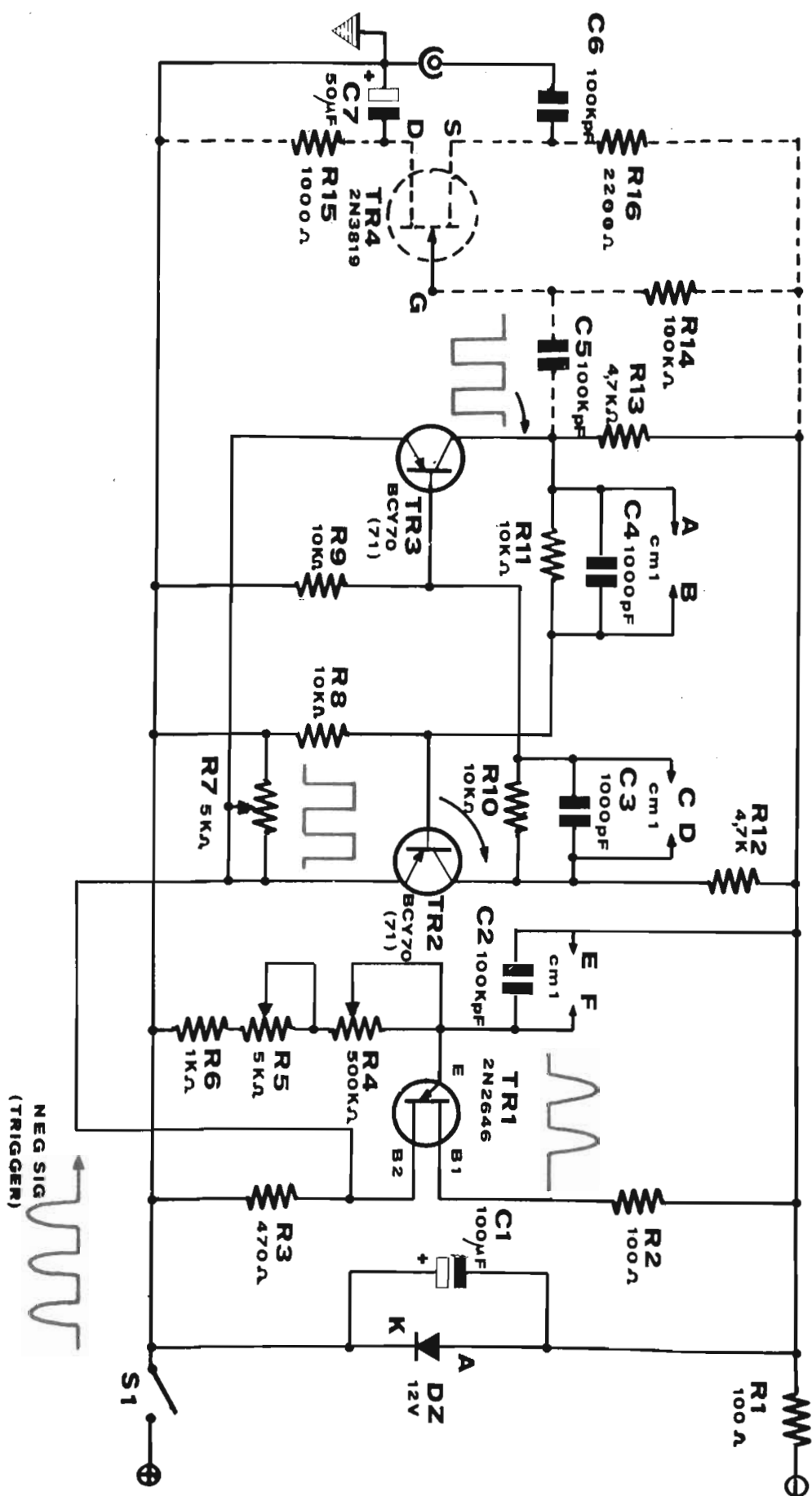



Fig. 77 - Circuito elettrico di un oscillatore funzionante nella gamma di frequenza compresa fra 10-1000 Hz con limitata distorsione.

R3 rappresenta il « carico » dello stadio, mentre R2 come sappiamo è usata per una maggiore stabilità dello stadio UJT. Tra il capo « caldo » della R3 e la base « 2 » del TR1 è presa la successione degli impulsi che servono per pilotare il successivo Flip-Flop. Questo segnale, riportato nello schema, è il « Trigger » che pilota TR2-TR3 « sull'emettitore ».

i circuiti bistabili

Ora, prima di proseguire, spendiamo due parole sui circuiti bistabili a pro di chi meno ne sapesse. Il « multivibratore » in oggetto, viene più propriamente definito « Circuito di Eccles-Jordan ». I due scienziati, lo proposero nel 1919 (già, proprio l'anno di « quella Signora di tanti anni fa ») ovviamente per l'impiego dei tubi elettronici. Non si può dire che il circuito sia stato molto popolare, sin che, attorno al 1938, fu riscoperto (!) dai progettisti di elaboratori elettronici di dati e « rilanciato ». Oggi è senz'altro il nucleo fondamentale di innumerevoli automatismi, ed è forse il più impiegato (si calcoli il numero di questi stadi presenti su di un solo elaboratore di dati « da tavolo ») tra TUTTI i circuiti elettronici!

Il bistabile impiegato da noi è tipico. Eccles e Jordan non lo riconoscerebbero forse (!) ma impiegando i semiconduttori lo si può ritenere tale. I due transistori, pilotati dal segnale a dente di sega fornito dal TR1 cambiano alternativamente di stato: « conduttore-cut off-» - « conduttore-cut off » ecc. In altre parole, TR1-TR2 lavorano proprio come i pistoni di figura 76, con la differenza che questi « vanno su e giù », mentre i nostri si comportano come interruttori funzionanti alternativamente. All'inizio del lavoro, uno dei due transistori conduce e l'altro no. Non si può dire se sia TR3 o TR2 l'elemento attivo primiero; d'altronde la cosa non interessa. I due, entrano in azione contemporaneamente al TR1, una volta chiuso S1, quindi i cicli iniziano immediatamente ad alternarsi.

Dato che i transistori conducono « uno alla volta » per ottenere un impulso all'uscita occorre fornirne due all'ingresso; mettiamo, uno per far condurre TR2, poi un'altro per portare nella conduzione TR3: ed ecco un impulso all'uscita; e di nuovo un impulso per rendere cut-off TR3 e portare nel regime di conduzione TR2, quindi ancora un successivo per invertire lo stato e, conducendo TR3, ottenere un secondo impulso all'uscita, ove per « uscita » si considera il collettore del TR3.

Proprio per questo motivo, l'Eccles-Jordan si impiega ovunque sia necessario ottenere la divisione « per due » della frequenza di un dato segnale impulsivo: segnatamente nei calcolatori elettronici, ma anche altrove. Considerato questo aspetto del funzionamento, per ottenere all'uscita la gamma di frequenza desiderata lo stadio oscillatore UJT (TR1) lavora al doppio esatto del valore-banda: leggi tra 20 e 2.000 Hz.

Passiamo ora alla parte tratteggiata del circuito.

Si tratta dello stadio « separatore di uscita »: in pratica un amplificatore « FET » collegato con il « Drain » in comune per ottenere il massimo effetto di separazione » tra l'ingresso e l'uscita.

Il compito di questo stadio è ovviamente quello di rendere indipendente il FF dal carico applicato esternamente.

Per altro, un FF come il nostro non è gran che influenzabile da

i materiali

B1 = Pila da 9V.
B2 = Pila da 6V.
C1 = Condensatore da 100 µF/25 VL elett.
C2 = Condensatore ceramico da 100.000 pF.
C3 = Condensatore a mica argentata da 1.000 pF.
C4 = Eguale al C3.
C5 = Condensatore ceramico da 100.000 pF.
C6 = Eguale al C5.
C7 = Condensatore poliestere da 0,5 µF/250 VL.
C8 = Condensatore elettrolitico da 50 µF/25 VL.
C9 = Condensatore a mica argentata da 5.600 pF.
C10 = Eguale al C9.
DZ = Diodo Zener da 12V/1W: es: 1Z12T10.
CM1 = Interruttore o deviatore a 3 vie.
R1 = Resistore da 100 ohm, 1W - 10%.
R2 = Resistore da 100 ohm, ½W - 10%.
R3 = Resistore da 470 ohm, ½W - 10%.
R4 = Potenziometro lineare **professionale** (Allen-Bradley) da 500.000 ohm.
R5 = Potenziometro lineare da 5.000 ohm, qualità come il suddetto.
R6 = Resistore da 1.000 ohm, ½W - 10%.
R7 = Trimmer potenziometrico a cacciavite da 5.000 ohm.
NOTA: Se non si manifestano fenomeni di « overshooting », R7 è facoltativo.
R8 = Resistore da 10.000 ohm, ½W - 2%.
R9 = Eguale alla R8.
R10 = Eguale alla R8.
R11 = Eguale alla R8.
R12 = Resistore da 4.700 ohm, ½W - 2%.
R13 = Eguale alla R12.
R14 = Resistore da 100.000 ohm, ½W - 10%.
R15 = Resistore da 1.000 ohm, ½W - 10%.
R16 = Resistore da 2.200 ohm, ½W - 10%.
S1 = Interruttore unipolare.
TR1 = Transistore UJT di buona qualità: es: 2N2646, 2N2647, 2N4871.
TR2 = Transistore BCY70.
TR3 = Transistore BCY70.
TR4 = Transistore FET tipo 2N3819, TIS/34, o similare.

parte della resistenza in uscita: per esempio uno Schmitt-trigger, che alla lunga ha una funzione similare, può essere assai più facilmente turbato da questo fattore.

semplicità ed economia

Diciamo quindi che lo stadio del TR4 è « opzionale »: il lettore lo può aggiungere al resto dell'apparecchio o perché no? Lo può anche ignorare. Se lo usa, certamente nelle varie condizioni di impiego, il generatore ne guadagnerà, in quanto il segnale risulterà « indistorcibile ».

Sullo stadio del TR4 non v'è molto da dire: il transistor è polarizzato dalla caduta di tensione che si verifica ai capi della R16; la cellula R15/C7 serve per separare il FET da tutto il resto del generatore, almeno dal punto di vista dell'alimentazione.

Il segnale, impiegando il TR4, è prelevato al Source (a « monte » della R16) tramite C6. Se invece per ragioni di semplicità ed economia (non ve ne sono di altre valide) il TR4 è trascurato, il segnale sarà preso al collettore del TR3, collegando il C6 al posto del C5.

Avevamo detto prima che la banda di funzionamento « effettivo » del generatore spazia tra 10 e 1.000 Hz; può parere molto modesta, ma può servire per molti e molti impieghi: per esempio al collaudo degli apparecchi HI-FI. Infatti, un amplificatore in grado di « passare » il segnale indistorto e privo di attenuazioni, ha « perlomeno » una banda passante che vale 10 volte quella impiegata nella prova; come dire 10 Hz-10.000 Hz. E' noto che i sistemi HI-FI solitamente difettano nella riproduzione dei « bassi » e « super-bassi ».

Bene, se riesce a superare una prova del genere, il « FI » è senz'altro qualcosa di incredibile, favoloso!

PIU POTENZA AL GENERATORE

Ora, sempre in merito alle applicazioni, diremo che spesso occorrono (per i più svariati impieghi, dalla medicina all'automazione) degli impulsi quadri, precisamente scalati, temporizzati, « lenti ». Diciamo da 2 al secondo in poi, sino a qualche centinaio di Hz. O meno.

Se il lettore vuole potenziare il generatore « quadro » ora descritto dotandolo anche della possibilità di erogare impulsi a frequenza bassissima per gli impieghi detti, e qualsiasi altro che nel tempo risulti interessante, può introdurre nel circuito una semplicissima modifica che consiste nell'impiego del triplo interruttore « Cm1 » (fig. 77/a).

Questo collega in parallelo al C2, il C8: e contemporaneamente C9 al C3 nonché C10 al C4. Il primo, C8, fa sì che la gamma di funzionamento dell'UJT si abbassi notevolmente, e dopo la divisione di frequenza operata da TR2-TR3, che possono lavorare adeguatamente grazie a C9 e C10, abbiamo all'uscita una gamma di impulsi quadri che possono andare (a seconda della tolleranza dei condensatori, è ovvio) da 1 ogni due secondi a circa 300 Hz.
nuita » aumentando ancora il valore delle capacità aggiunte. Si rammenti che per un buon funzionamento i condensatori del Flip-Flop o « FF » debbono sempre avere un rapporto di valori di 1:100

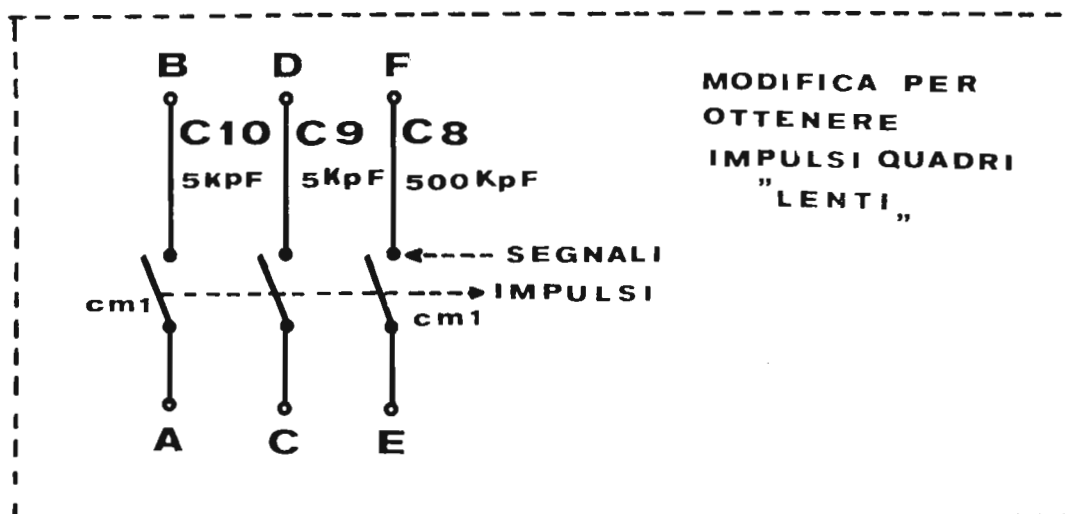



Fig. 77 a - Circuito illustrante il principio per la cadenza degli impulsi nel circuito di fig. 77.

rispetto al condensatore impiegato nell'oscillatore UJT.

Volendo, la « seconda gamma » può essere ulteriormente « dimi-

Il che vale per creare una gamma « bassa » così come per una eventuale banda più elevata di quella suggerita. Mettiamo che al lettore interessi, per esempio, avere due gamme: una, quella considerata, che va da 10 a 1000 Hz; un'altra, poniamo, che salga da 1000 a 20.000 Hz o simili. In questo caso, si potrà considerare un C2 da 33.000 pF, ma C3 e C4 dovranno essere ridotti in proporzione: leggi, con la solita proporzione, al valore di 330 pF.

Per scale intermedie varranno valori intermedi.

Al limite, con una piccola complicazione nel cablaggio, si potrebbe avere tutta una serie di scale che spazino dagli impulsi scalati ogni tanti secondi agli ultrasuoni. Per ottenere tutto questo, « CM1 » dovrebbe avere tre vie e le posizioni che occorrono, e per ogni posizione, le tre vie dovrebbero commutare terne di condensatori dal valore scelto per la « sottogamma » desiderata.

la sottogamma desiderata

Se chi legge considera buona l'idea, rammenti che il rapporto R/C posto alla base del funzionamento dell'oscillatore deve sempre essere « abbastanza bilanciato » per ottenere il funzionamento. Nel caso nostro, la « R » (R4-R5-R6) rimane « fissa » pur mutando « C ».

Per questa ragione, diminuendo notevolmente il valore del « C » non ci si può illudere che i controlli funzionino in modo altrettanto lineare. Anzi, diminuendo il valore di capacità come si è detto, ed oltre, R4 avrà un effetto sempre meno lineare: potrà controllare la frequenza solo in un breve tratto del suo arco, quello relativo alle resistenze minori. Per altro, anche in queste condizioni, l'esplorazione della banda sarà possibile impiegando R5 quale « regolazione principale ».

Logicamente, si potrebbe ora prevedere anche il « trimmer del trimmer » (HI) ... ma lasciamo a chi legge ulteriori modifiche e trasformazioni.

I patiti del commutatore rotante multiplo, del pannello irto di manopole multicolori, piccole e grandi, dei quadratini, delle demoltipliche, in questo caso possono sfogare ogni loro istinto più protervo e tristo; giungere ad impensabili catene di « trimmer-che-ti-ritrimmano-il-compensatore-che-a-sua-volta-regola-minuziosamente-il... eccetera! ».

Via, via: torniamo alle cose serie!

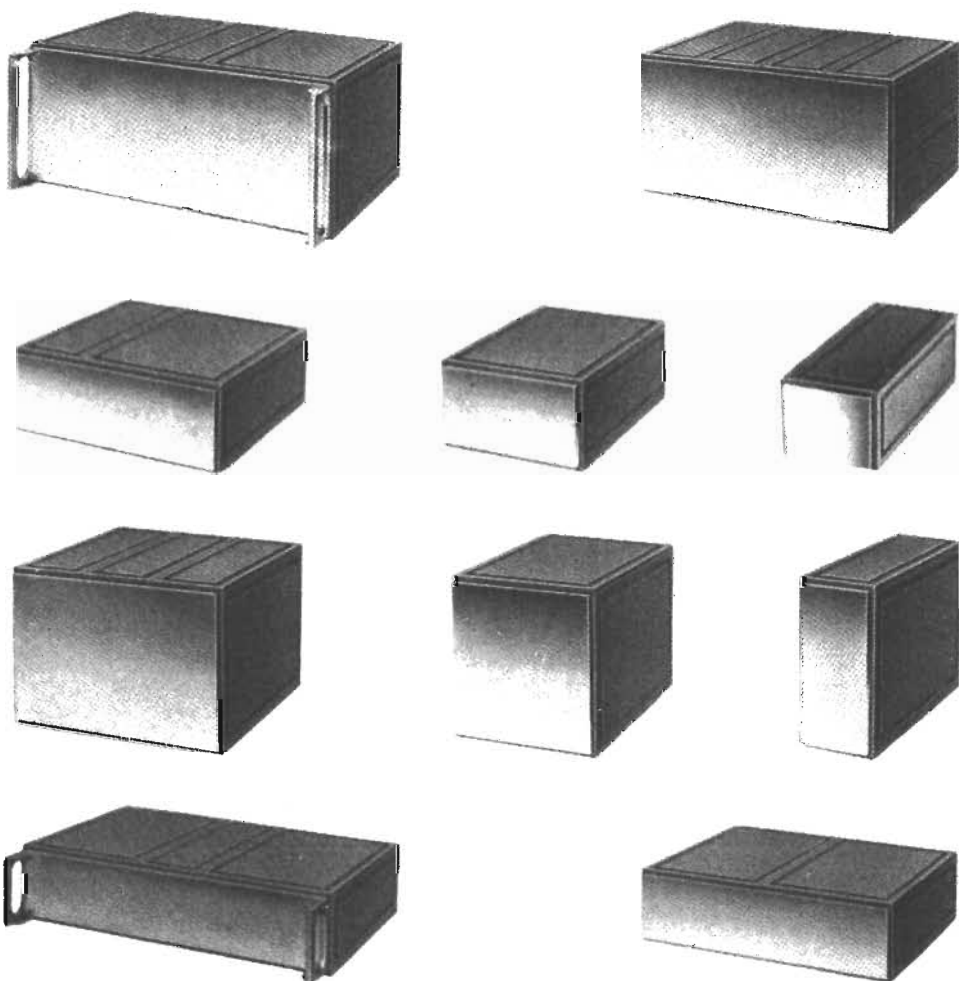
E come cosa serissima, anzi, descriveremo il montaggio.

IL CONTENITORE

Il contenitore del nostro generatore « quadro » è una scatola di plastica grigiazzurra che misura 160 x 100 x 60 mm.

Un lato di questa scatola è metallica, in funzione di pannello, ed è fissato al fondo mediante colonnette angolari.

Su questo « pannello », a seconda del progetto fatto, è montato ogni pezzo dell'apparecchio: più precisamente, controlli e bocchettoni di uscita sono direttamente fissati sull'alluminio, mentre i componenti di minore ingombro (resistenze, condensatori, tran-

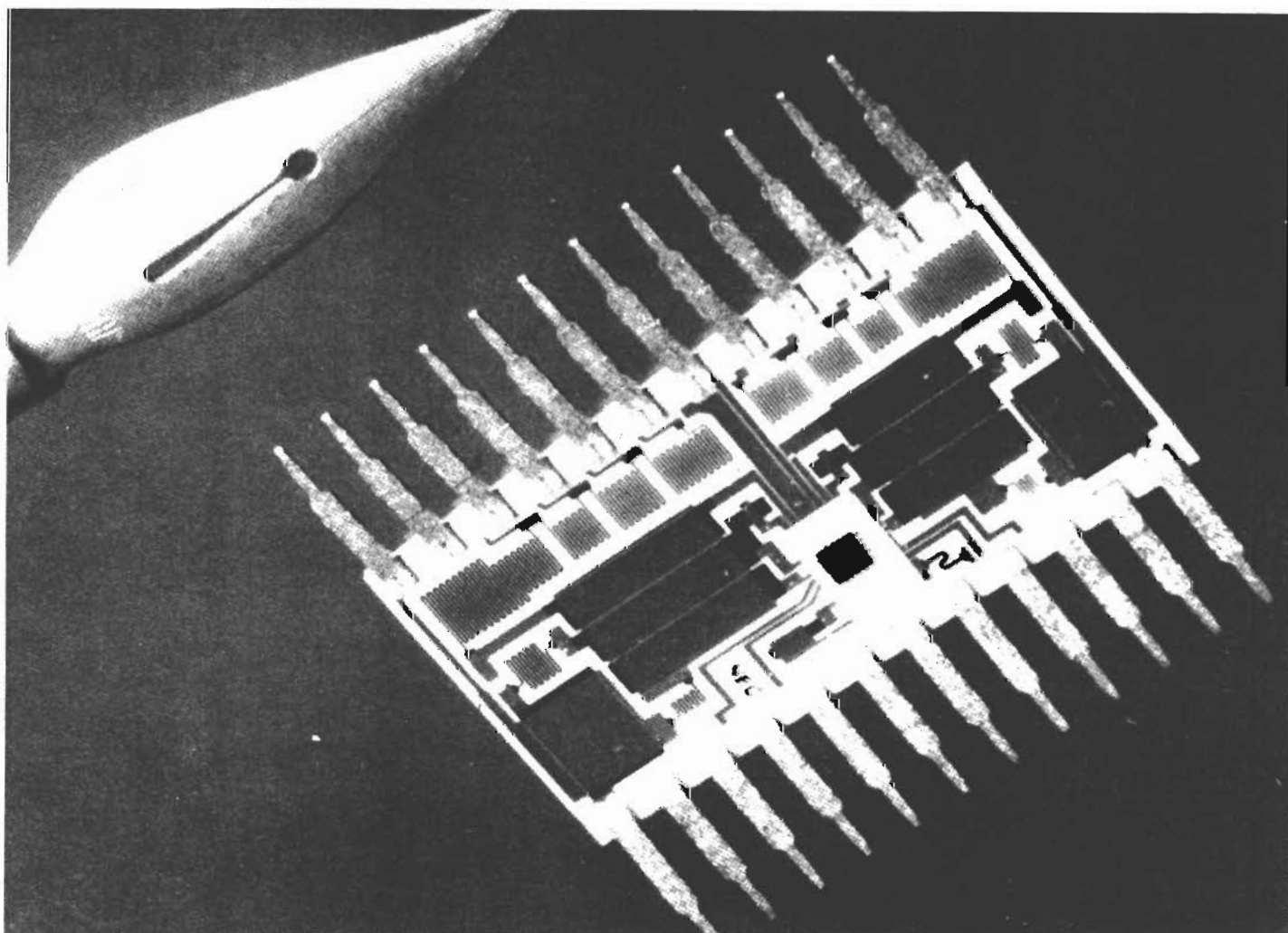
Contenitori industriali per apparecchi di costruzione dilettantistica.

sistori, DZ) trovano posto su di un telaietto in plastica forata da 100 x 70 mm. che a sua volta è montato sul pannello mediante distanziatori: per la precisione alti 25 mm. In tal modo la massima profondità del montaggio risulta di 44 mm, ed essendo lo spazio « verticale » disponibile nel contenitore eguale a 52 mm. non vi sono problemi di alloggiamento.

Il cablaggio del generatore è piuttosto facile, sia che si voglia impiegare una basetta forata o che si preferisca il circuito stampato: fondamentalmente, anzi, non vi sono differenze. Nel primo caso i terminali dei componenti dall'ingombro minore saranno raggruppati tra loro e saldati alle sezioni « stampate » presenti sul rovescio del rettangolo bachelizzato.

Nell'altro, il cablaggio sarà tradizionalissimo.

Evitiamo le raccomandazioni ovvie (sola campionatura: non scaldate i transistori, non fate cortocircuiti e saldature fredde. STOP!!) non perché in questo montaggio siano superflue — anzi — ma riteniamo che talvolta « repetita » invece di giovare possano anche indurre al lancio delle pietre, alla lapidazione degli autori di manuali fiume eccessivamente noioso, e noi francamente alla salute ci teniamo.

da evitare in assoluto le saldature fredde

Circuito integrato ibrido: da solo costituisce la base per un oscillatore.

Evitiamo, allora, e passiamo direttamente al collaudo.

La prova più logica, più immediata, è quella che consiste nel collegare all'uscita dell'apparecchio una cuffia a media-alta impedenza chiudere l'interruttore ed ascoltare: se il cablaggio è corretto, a seconda della regolazione di R4-R5, appena S1 è azionatc si deve udire un ronzìo o un sibilo più o meno grave che deve mutare frequenza ruotando i controlli.

Se il suono risultasse « poco regolabile » o addirittura fisso, sarà il caso di rivedere le connessioni tra lo chassis ed R4-R5 che sono sul pannello: può esservi qualche cortocircuito o errore banale, credete, capita! Anche ai più esperti! Se invece portando al massimo valore i due potenziometri apparisse il « toc-toc-toc » degli impulsi, e se tale suono divenisse via via un cupo rullìo, poi un ronzìo ed infine un sibilo, con R4-R5 pressoché al minimo valore, allora il montaggio funziona, e, a quanto pare, funziona anche bene.

l'osservazione diretta della forma d'onda

« A quanto pare » perché la risposta definitiva la può dare solo l'oscilloscopio con l'osservazione diretta della forma d'onda emessa dal generatore.

L'oscilloscopio impiegato per questa prova, deve comunque essere di ottima qualità, perché in caso contrario non è escluso che il suo canale verticale possa distorcere la forma d'onda presentando un segnale non tanto buono, mentre è magari invece ottimo.

Se la geometria dell'onda non è quasi perfetta, se assomiglia ad un trapezio, o peggio a un triangolo, il Flip-Flop non funziona bene; forse vi è un errore nelle connessioni, forse qualche parte è inesatta o durante il montaggio è andata fuori uso. Se invece si vede un « bel segnale » che è 'quasi quadro' in assoluto (sarà tollerata solo una minima distorsione nell'angolo sinistro alto, che si manifesta come un arrotondamento leggerissimo e dipende dal circuito e dai transistori impiegati) allora tutto bene: sia nel generatore che nell'oscilloscopio; già, infatti con questa prova ne abbiamo collaudata la linearità!

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

RADIOFREQUENZA DAI DIODI TUNNEL

I diodi Tunnel, detti anche « di Esaki » dal nome dello scienziato (giapponese) che scoprì l'effetto di « Tunnellizzazione delle cariche », sono noti da una dozzina di anni, ma le loro applicazioni non hanno mai raggiunto la diffusione di quelle di altri semiconduttori, come gli Zener, i Varicap, i rettificatori « tout court ».

Il motivo più importante di questo « relativo » impiego dei « Tunnel » pensiamo sia da ricercare nella « concorrenza » dei transistori su di un piano di utilizzazione pura.

I transistori, continuamente migliorati e sempre meno costosi, hanno un poco monopolizzato la scelta dei progettisti; ci pare indubbio.

i rivelatori reazionati

Ma ricercando una seconda causa, dobbiamo riferirci anche alla difficoltà di impiegare i « DT » diversamente dalla funzione oscillatoria. E' certo possibile realizzare con questi diodi degli amplificatori RF o MF, nonché rivelatori tradizionali, « reazionati », di itpo speciale. Non è meno difficile concepire Mixers; Flip-Flop, One-Shoot ed altri circuiti « computer » basati sulla giunzione di Esaki.

Sfortunatamente, però, gli stadi che la impiegano devono essere alimentati con una tensione molto bassa, nell'ordine della frazione di V, che impone l'uso di partitori resistivi che disperdono una notevole potenza; i circuiti, poi, in genere risultano un po'... « criticotti »: non sempre facili da regolare.

A parte le considerazioni di cui sopra, un terzo fattore determinante, che ha sempre limitato l'impiego massivo dei « DT » è stato senz'altro il costo. Aspetto, se vogliamo, tutt'altro che trascurabile.

Non molti anni addietro (incredibile ma vero, in questa era di automazione) i Tunnel erano finiti a mano: uno per uno. Nel 1963,

comprammo un Philco « T/1925 » appartenente appunto all'era della « pre-automatizzazione » pagandolo qualcosa come 14.000 lire.

Odiernamente, i Tunnel sono prodotti con un processo completamente automatizzato e costano assai meno: vari modelli della General Electric, distribuiti in Italia dalla Thomson Houston di Paderno Dugnano (Mi) sono quotati a poco più di mille lire, meno se la quantità ha una certa importanza.

le applicazioni specializzate

I tecnici che curano la parte « industriale-entartainment » o molti di loro, però, rammentando il costo eccessivo di questi diodi, protratto nel tempo, li « hanno messi da parte » mentalmente, relegandoli a poche applicazioni altamente « specializzate » o professionali che dir si voglia. Ora, è vero che l'alimentazione a bassa tensione è una « noia », ma caduto l'impedimento del costo crediamo sia il caso di approfittare delle interessanti caratteristiche di questo semiconduttore, almeno per l'impiego che gli è più... « congeniale »: il funzionamento come oscillatore RF.

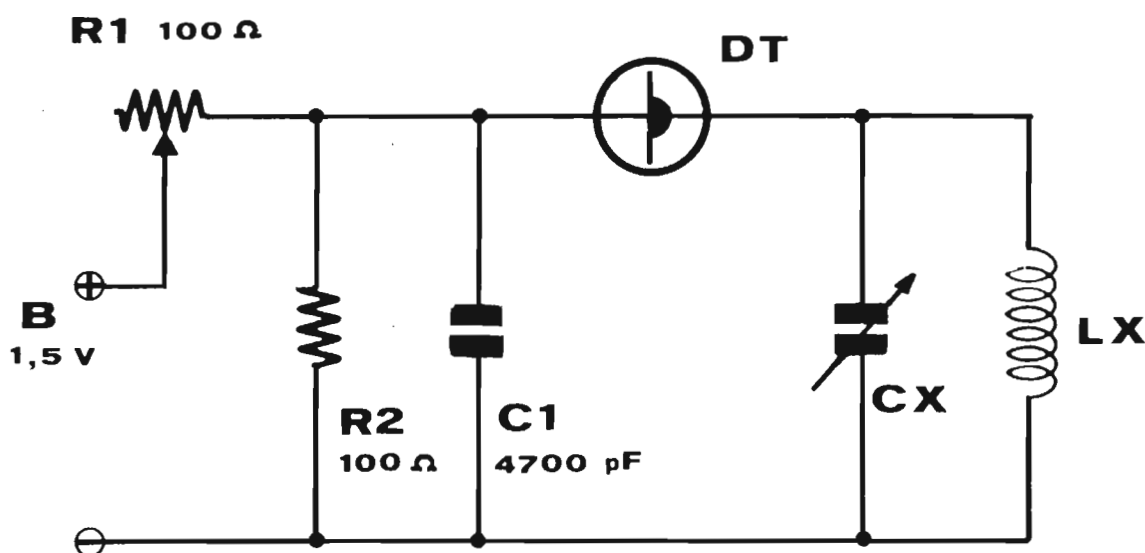



Fig. 78 - Circuito elettrico di un generatore utilizzante un diodo tunnel.

In questo capitolo tratteremo allora alcuni generatori RF che impiegano il... « negletto Tunnel » e faremo particolare riferimento ai modelli della serie « 1N3720 » e simili. Questi GE, pur essendo suggeriti agli sperimentatori e non all'industria (con il relativo prezzo abbastanza ribassato) sono assai efficienti; oscillano con facilità a centinaia di MHz, sono economici, abbastanza « centrati » come uniformità di caratteristiche tra un esemplare e l'altro, nella serie, sono infine abbastanza robusti. Come dire che sopportano senza danni troppo gravi anche la « cottura » che avviene quando il diodo viene fatto funzionare nel regime di conduzione diretta ben oltre ai massimi previsti: mettiamo qualche decina di mA a causa di un errore o di una « distrazione circuitale » momentanea.

Il circuito tipico d'impiego per i Tunnel detti (e per tutti gli al-

tri, invero) è quello mostrato nella figura 78. Per comprendere e memorizzare facilmente il funzionamento del complesso, possiamo dividere l'oscillatore « Tunnelizzato » in due parti: quella « di polarizzazione » (alla sinistra del « DT » dello schema) e quella « attiva » (a destra del diodo).

La prima serve ad applicare al Tunnel una tensione tale da portarlo nel regime di conduzione a resistenza negativa.

Questa fondamentale funzione è mostrata nella figura 79: qui vediamo che quando la tensione Id giunge a 110-120 mV il diodo è attraversato da una corrente pari a 1 mA. Ora, aumentando la tensione a 200 mV, la corrente non cresce, come sarebbe « normale » per i diodi comuni, i resistori e qualunque altro componente elettronico « tradizionale »: ma CALA. Infatti, seguendo il grafico, noi vediamo che a 250 mV la corrente nel diodo si riduce a 0,5 mA, ed a 320-350 mV la corrente scende a valori ancor minori: 0,25-0,22 mA (diciamo pure 250-220 microA).

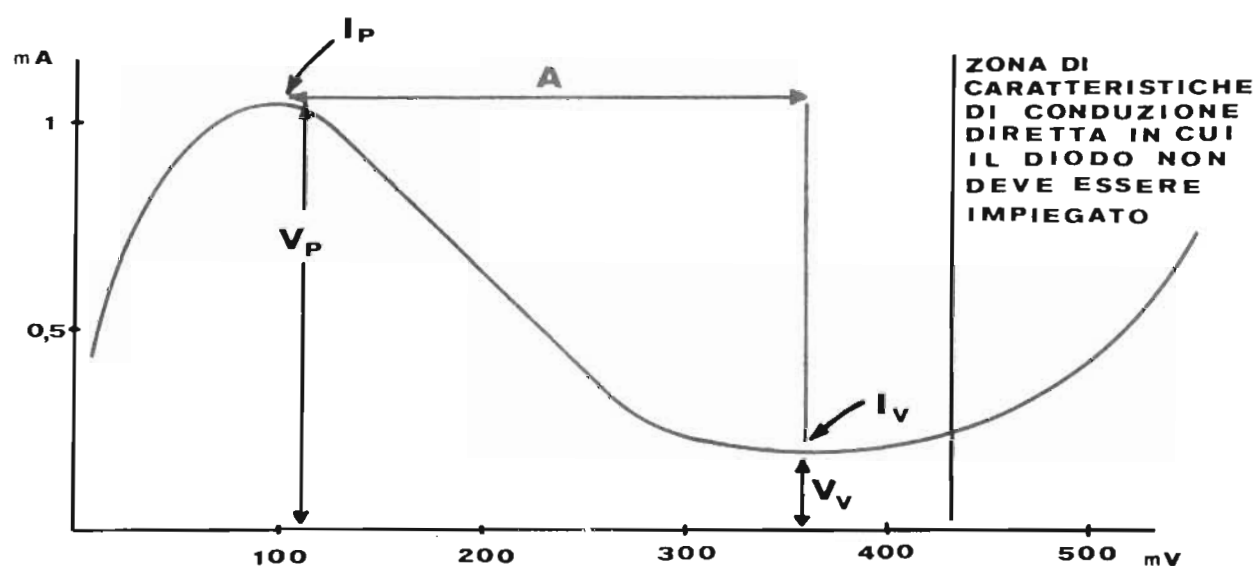



Fig. 79 - Diagramma caratteristica dell'andamento della corrente rispetto alla tensione nel nostro diodo.

Passando a 400 mV ed oltre, la corrente torna a crescere rapidamente, ma questa zona di caratteristiche non ci interessa poiché esula dal funzionamento « attivo » del diodo Tunnel.

la resistenza può essere negativa

La parte del grafico di maggior rilievo è il tratto « A » della curva, quello in cui si ha l'andamento « negativo » della resistenza interna del diodo.

Ora, se noi rivediamo la parte dello schema tracciata « a sinistra del diodo » noteremo che R1-R2 formano un partitore di tensione che può applicare al DT livelli di tensione infimi e particolarmente i valori compresi tra la « Vp » e la « Vv » di figura 79: come dire i 120-300 mV, che ci interessano. Il C1, serve come « By-pass » per evitare che segnali RF « retrocessi » attraverso alla capacità parassitaria del diodo, o a causa di altri fenomeni circuitali possano raggiungere il nucleo alimentatore causando varie instabilità.

« Saltiamo » ora il diodo, di cui, sia pure brevemente, abbiamo visto l'uso: passiamo alla « destra » del DT. Qui vediamo un circuito accordato; bobina più condensatore. Molti lettori si chiederanno con un buon fondamento logico, come possa, il circuito, oscillare: generare un segnale RF.

Il principio è abbastanza semplice, se non scomodiamo la meccanica ondulatoria: il diodo, lavorando in un regime di resistenza « negativa », compensa le resistenze « positive » dell'accordo, con un margine attivo. In queste condizioni il circuito genera energia RF « direttamente » convertendo in segnale la tensione data dalla pila.

l'effetto tunnel

Ora, è da notare che quando si verificano le condizioni di lavoro suddette, le cariche all'interno del diodo si spostano alla velocità della luce (prolegomeno dell'effetto Tunnel): velocità che è assai maggiore di quella relativamente « bassa » delle cariche che si muovono all'interno di altri semiconduttori.

In tal modo, la frequenza delle oscillazioni RF sono assai indipendenti dalle solite costanti circuitali: per un « Tunnel » di buona qualità semiprofessionale, raggiungere valori di migliaia di MHz è facile se « LX-CX » hanno adatte caratteristiche.

Comunque, ciò che è molto interessante per noi, è che anche un economico 1N3720 o 1N3712 (1N2939) in questa disposizione circuitale può oscillare dall'audio alle UHF semplicemente mutando l'accordo!!

Appunto in questo profilo, ora, dal principio passeremo ad una applicazione pratica: un generatore multigamma RF che appare nella figura 80.

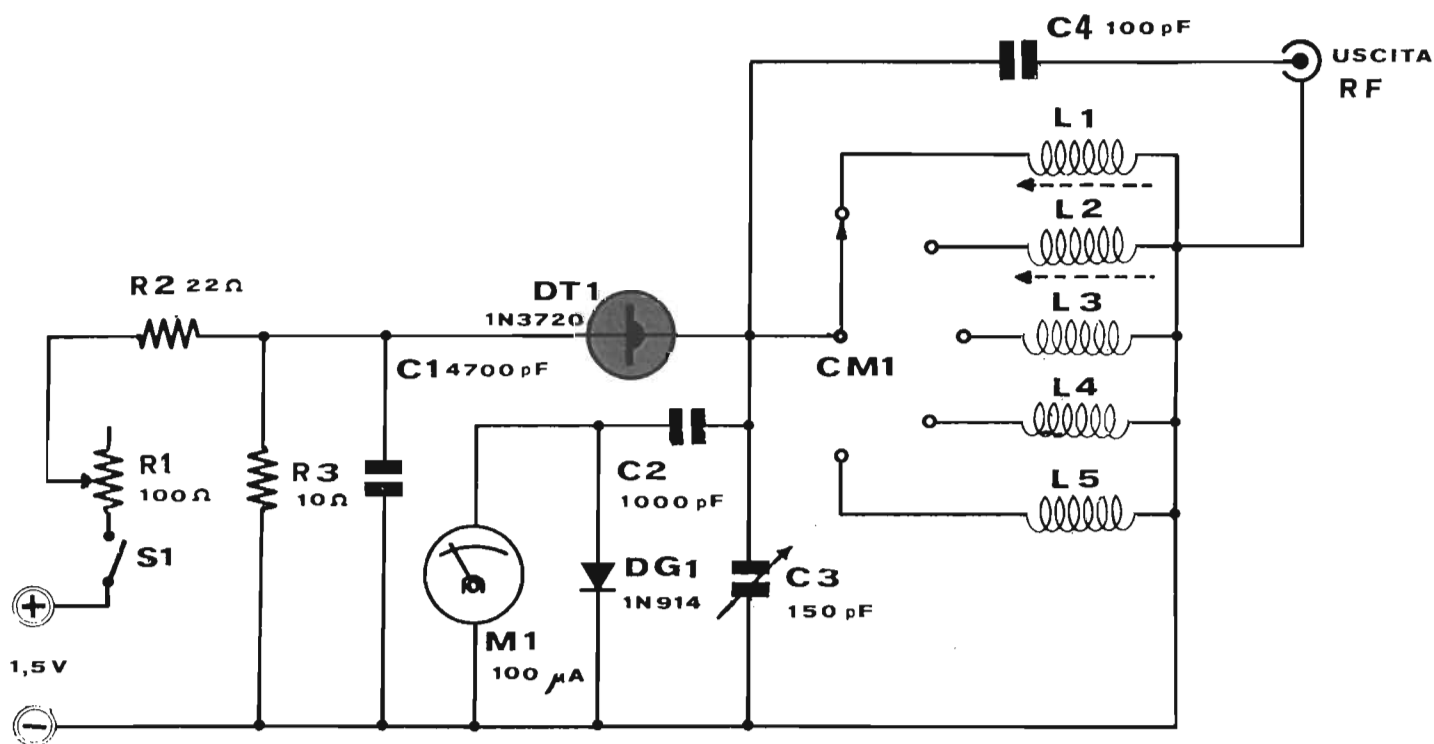



Fig. 80 - Schema elettrico di un generatore di radiofrequenza con commutazione della gamma ottenuta facendo uso di diversi tipi di bobine.

L'apparecchio, in cinque gamme, lavora tra l'estremo « elevato » delle onde medie e le VHF al confine delle UHF: ha molte e diverse applicazioni e dettagli meritori di una specifica analisi.

Come di solito, vediamo ora « prima » la sezione di... « servizio » del complesso, la polarizzazione del diodo, che seguendo la consuetudine accennata in precedenza è disegnata « a sinistra » del DT1: è formata da R1, variabile, R2 ed R3. I valori della triade sono studiati in modo che il DT1 possa essere ampiamente e minuziosamente portato nel regime oscillatorio, che corrisponde ovviamente alla sua resistenza negativa. La R2 è inserita in circuito ad evitare che l'1N3720 possa essere sovraccaricato da una maldestra manovra di R1; per limitare la corrente, in altre parole.

C1 compie la « classica-funzione-disaccoppiatrice » già rammentata.

Ora, vediamo « l'altro lato » del circuito. Vediamo qui CM1 che seleziona cinque diversi avvolgimenti: da L1 a L5. La bobina che CM1 connette al variabile C3, sempre in circuito, determina la gamma del segnale RF generato.

la condizione oscillatoria

Il segnale, però, è attivo solo se il DT1 è posto nella condizione oscillatoria: questa può essere verificata in un ampio arco di regolazione per il potenziometro R1. Evidentemente si potrebbe marcare attorno alla manopola del potenziometro un « settore » in cui la oscillazione sia presente, ma in questo caso questa noiosa taratura non è necessaria perché una sezione circuitale è devoluta al solo scopo di verificare il segnale RF e la relativa ampiezza.

Questa sezione è rappresentata da M1, DG1, C2; se il segnale esiste, è portato all'uscita dal C4, ma anche alla sezione indicatrice tramite C2. Il funzionamento di questa è ovvio: il diodo rettifica la RF, l'indicatore manifesta una misura che è relativa alla corrente continua rettificata; più ampio è il segnale, e più elevata è la frequenza, maggiore è l'indicazione.

Questa « sezione circuitale » è più importante di ciò che possa parere; non solo serve come organo di controllo per l'innesco e l'intensità del segnale RF, ma, come poi vedremo, può far sì che il generatore possa fungere al tempo da grid-dip-meter... in senso lato, poiché in vero il termine è convenzionale ma « abusivo » in questo caso, venendo dalla tecnologia degli strumenti impieganti tubi elettronici.

Le gamme di lavoro per il nostro apparecchio, sono cinque, come abbiamo visto; più precisamente:

A) L1 - 1MHz/4MHz.

B) L2 - 3,7MHz/12MHz.

C) L3 - 12MHz/40MHz.

D) L4 - 38MHz/120MHz.

E) L5 - 110MHz/200MHz... circa.

Evidentemente, in uno spettro di frequenze che corrono tra le onde medie e le VHF, nessun oscillatore può avere un rendimento uniforme; in special modo considerando le varie resistenze dei circuiti « esterni » applicati sotto forma di « carico ».

Anche il nostro tende ad erogare un segnale « maggiore » tra 3 e 30 Mhz e frequenze limitrofe, oscillando in modo meno... deci-

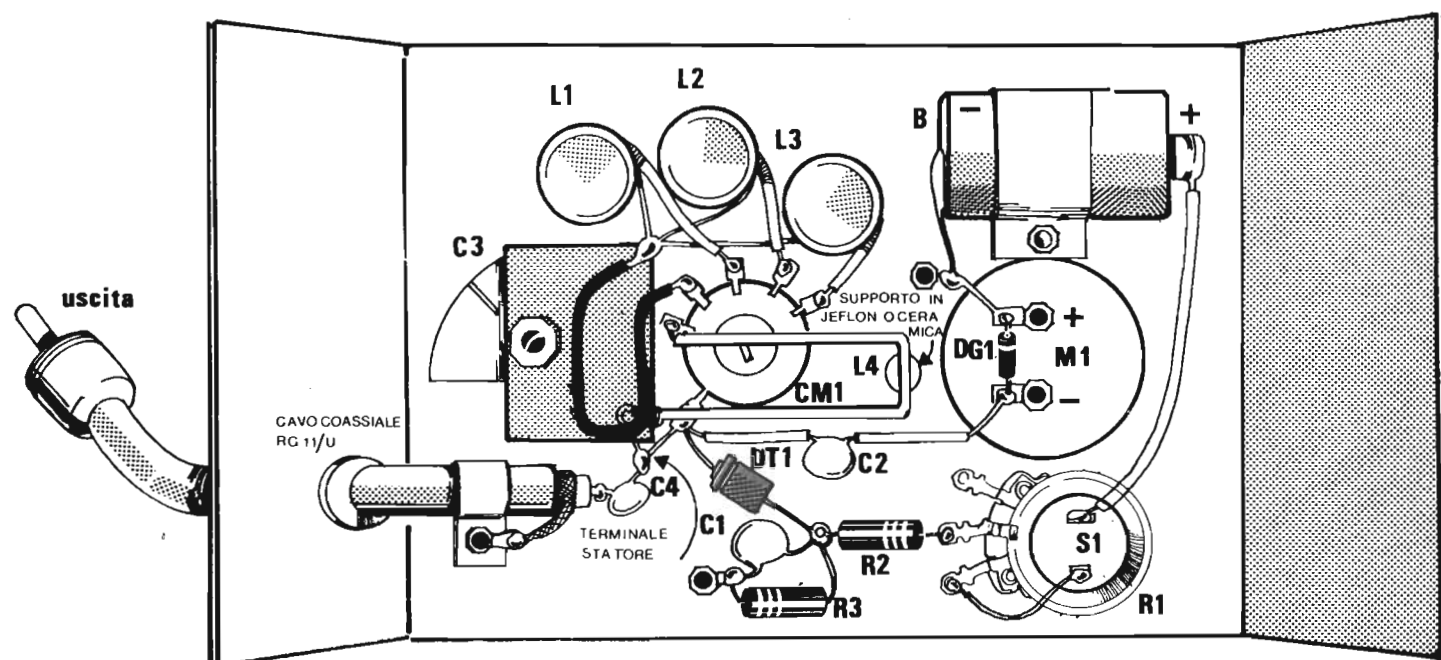



Fig. 81 - Cablaggio del progetto di fig. 80 in un contenitore di metallo per preservarlo dalle interferenze esterne.

i materiali

B	=	Pila da 1,5V, tipo « torcia » per ricevitori portatili.
C1	=	Condensatore ceramico da 4.700 pF.
C2	=	Condensatore ceramico da 1.000 pF.
C3	=	Condensatore variabile isolato in ceramica, carcassa in ferro stagnato o comunque saldabile. Capacità massima 150 pF; residua **massima** 6,5 pF. Jackson 3YB-31 o equivalente.
C4	=	Condensatore ceramico da 100 pF.
CM1	=	Commutatore rotativo professionale isolato in ceramica o Tangendelta; 1 via, 5 posizioni.
DG1	=	Diodo al Silicio per segnali capace di lavorare a frequenze elevate: 1N914 o equivalenti.
DT1	=	Diodo Tunnel 1N3720 da NON sostituire.
M1	=	Microamperometro da 100 μA. f.s.
R1	=	Potenziometro **a filo** lineare, da 100 ohm.
R2	=	Resistore da 22 ohm, ½W - 10%.
R3	=	Resistore da 10 ohm, 1W - 10%.
S1	=	Interruttore unipolare.

so, agli estremi elevati. Per altro, la possibilità di controllare l'attività del generatore tramite « M1 », e la possibilità di « correggere » la eventuale defaillance tramite R1, fanno sì che l'impiego di questo oscillatore risulti più facile rispetto ad altri. Per esempio, l'assorbimento di segnale spinto al limite, da parte di un circuito risuonante connesso all'uscita ed esattamente ad isofrequenza, può essere contenuto nei limiti desiderati portando il DT1 in uno stato di resistenza negativa che impedisca lo « spegnimento » dell'oscillazione.

LE OPERAZIONI DI MONTAGGIO

Ma vediamo ora il montaggio del generatore; diremo poi dell'impiego. L'apparecchio può « comodamente » trovar posto in una scatola metallica da 140 x 70 x 40 mm. Il prototipo fu appunto realizzato in un contenitore Teko avente queste misure. La figura 81 mostra il cablaggio « tipico » che si può realizzare; la disposizione vuole essere un « suggerimento » non risultando strettamente critica.

Le bobine, come accade sovente per i generatori da autocostruire, non si trovano « già pronte » presso qualche grossista, ma devono essere appositamente approntate. Il lettore, noti comunque che non sono previste prese varie, avvolgimenti bifilari a strati diversi e sovrapposti; le bobine non rappresentano quindi una difficoltà insormontabile... e a ben guardare, neppure « seria ».

Ecco comunque le caratteristiche di ciascuna:

L1: 72 spire di filo in rame smaltato Ø 0,2 mm. Avvolgimento accostato, supporto Ø 25 mm. in tubo bachelizzato o polistirolo, o meglio ceramico.

L2: 25 spire di filo in rame smaltato Ø 0,6 mm. Avvolgimento accostato, supporto come descritto sopra.

L3: 6 spire di filo in rame nudo argentato Ø 0,6 mm. Avvolgimento spaziato di circa 2 mm. Supporto Ø 25 mm. ceramico.

L4: Una sola spira a forma di « U ». Filo in rame argentato Ø 2 mm. La sagoma è illustrata nella figura 82.

L5: Una sola spira a forma di « U ». Filo in rame argentato Ø 2 mm. La sagoma è quotata nella figura 83.

Per ottenere un cablaggio dalle perdite RF ragionevolmente ridotte, le bobine devono essere poste accanto al CM1 ed al C3; trattando in particolare delle L4-L5, non possono essere ammessi dei collegamenti più lunghi di 10 mm.

Qualunque oscillatore RF ha un rendimento migliore se per il « ritorno » di massa generale si usa un punto unico, comune a tutte le parti. Noi suggeriamo di impiegare la carcassa metallica del variabile, che all'uopo, non deve essere in alluminio, ma saldabile, come per il modello suggerito nella lista delle parti.

Sul variabile, quindi, si connetteranno tutti i terminali delle bobine che devono andare « in comune », e non sarà certo male se allo stesso punto si salderanno anche DG1 (catodo) e C1.

Collegando al circuito il DT1, è bene afferrarne i terminali con le pinze a becco, perché il diodo teme il surriscaldamento non meno di qualunque transistore al Germanio.

La precauzione sarà più che mai valida considerando che per

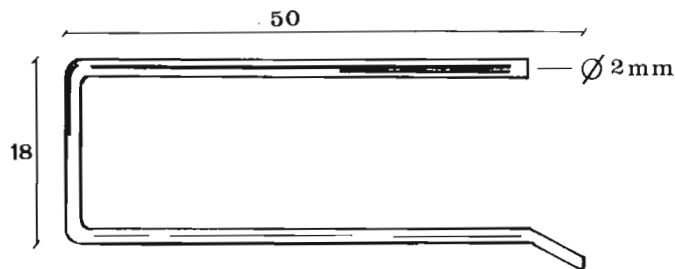



Fig. 82 - Particolare costruttivo della bobina L4.

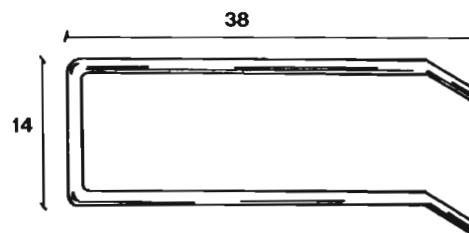



Fig. 83 - Dati costruttivi della bobina L5 che, come la L4, va costruita con la massima attenzione.

dove circola la radiofrequenza

un buon funzionamento, le saldature di tutta la parte « attiva » del circuito, quella in cui circola la RF devono essere particolarmente curate, perfette.

Prima di collaudare il generatore sarà necessario verificare che le polarità della pila, del DT1, del DG1, dell'indicatore siano collegate esattamente: una inversione della pila può anche pregiudicare l'integrità del ' Tunnel '; un errore nel circuito di misura ne impedirà il funzionamento tendendo a far « arretrare » l'indice di « M1 » sul perno di arresto montato all'inizio della scala.

La verifica del corretto funzionamento del generatore è assai semplice grazie al circuito « automonitor »: M1 ed annessi.

Si ruoterà CM1 sin che la « L1 » è in circuito. Si regolerà poi R1 per ottenere qualche indicazione dal microamperometro: se improvisamente l'indice batte a fondo scala, il potenziometro sarà manovrato più lentamente per ottenere una attività meno intensa dell'oscillatore.

Una volta che il segnale sia innescato, deve mantenersi attivo su tutta la gamma: per controllare se ciò è vero si proverà ad esplorare l'intero arco delle frequenze manovrando C3; difficilmente si riscontreranno « buchi », ovvero punti in cui l'innesco decada, almeno ai valori di frequenza determinati dalla bobina. Se però il fenomeno si verificasse sarà necessario controllare che il variabile non vada in cortocircuito a causa di una lamella distorta, o di qualche particella di polvere metallica caduta tra rotore e statore.

Proseguendo nei tentativi di collaudo, di seguito si proveranno le gamme a frequenza più elevata, ruotando CM1 e C3 in successione. Apparirà evidente, come si diceva, che man mano che la frequenza sale, l'intensità del segnale diminuisce. L'andamento sarà

esaltato anche da un fenomeno parassitario, ovvero dal rendimento descrescente del DG1 nella rivelazione di frequenze molto elevate.

Comunque, se il segnale si mantiene innescato sino ai 200 Mhz, che rappresentano il fine-gamma (L5 inserita e C3 al minimo valore) si può certamente affermare che l'apparecchio è perfettamente funzionante.

i ricevitori VHF

Se con la L4 o la L5 connessa il generatore « facesse dei capricci » come salti di rendimento che si verificano avvicinando la mano, instabilità varie dai 130-150 MHz in « poi » o simili, certamente il cablaggio è deficitario, o semplicemente male eseguito: e sarà da rivedere.

Se invece i fenomeni negativi accennati si manifestano in misura modesta o sopportabile, mentre la copertura di gamma è completa, il collaudo può considerarsi ultimato e si passerà alla tracciatura della scala. Per effettuare questo lavoro occorre un ricevitore tipo « Oceanico » o simili, capace di esplorare le onde corte senza soluzione di continuità, le VHF e le varie « gamme alte ».

Prescindendo dai classici ricevitori « professionali », per esempio, un buon esempio di RX similare è il Grunding « Satellit »; e, per la copertura, il Robot « Explorer »: nonché il « Transoceanico » della SONY e qualsivoglia altro portatile (la portatilità non è essenziale, logicamente) corredato da una diecina di gamme di frequenza.

Tutti questi apparecchi, che oggi sono assai diffusi, grazie anche al loro costo « calante » rispetto alle quotazioni di anni addietro, sono dotati dello « S-meter », leggi dell'indicatore dell'intensità del segnale ricevuto: questo indicatore sarà assai utile nel caso nostro, come vedremo. Ebbene, per tracciare la scala del nostro generatore, basterà collegarlo all'antenna del ricevitore, iniziare l'esplorazione delle gamme (sempre iniziando dalla più bassa) e marcare la corrispondenza tra la posizione del variabile C3 e la frequenza: quest'ultima logicamente letta sul ricevitore. Dicevamo di impiegare lo « S-meter » per verificare esattamente la frequenza del segnale, perché il nostro generatore non prevede la modulazione, e sebbene (grazie all'accoppiamento strettissimo) la sintonia con il ricevitore sia manifestata da un forte soffio nell'altoparlante del medesimo, è certo più precisa e meno foriera di confusioni la verifica dell'accordo ottenuta con il microamperometro tarato in « S » (intensità del segnale captato) e « dB ».

Se questo lavoro è effettuato con la necessaria pazienza, al termine della marcatura, la manopola del C3 sarà contornata da tutti i riferimenti in frequenza che serviranno in futuro per allineamenti e misure.

Noi consiglieremmo di tracciare anche tutte le frazioni di MHz, e per la gamma più bassa, anche le centinaia di KHz.

la bobina autorisonante

Questi dettagli serviranno per ogni lavoro, ma in particolare torneranno utili durante le misure effettuate impiegando il generatore come « dip-meter ». Ogni amatore sa come funzioni il detto, ma per chi non ne fosse a conoscenza, diremo che un circuito accordato o una bobina autorisonante della frequenza ignota, possono essere « identificati » per quanto si riferisce all'accordo, accoppiandoli allo strumento e regolando la sintonia di quest'ultimo alla stessa risonanza.

In queste condizioni, l'assorbimento del sistema « misurando » diviene assai maggiore di quello verificabile in qualsiasi altra situazione, ed il fatto è manifestato da una brusca deflessione dell'indicatore del generatore: nel nostro caso M1.

Il movimento « a ritroto » di M1 è appunto il « dip » (detto all'americana) che denomina l'apparecchio: in pratica esso manifesta solo un calo nell'intensità del segnale erogato, ma poiché il calo si produce quando c'è la risonanza col circuito in prova, basta vedere a quale frequenza oscilla nel momento il generatore per scoprire quale sia la frequenza cui è accordato il circuito o l'avvolgimento « ignoto ».

grip dip meters

In genere, i « Dip-meters » hanno le bobine innestate su di uno zoccolo e sporgenti dalla sagoma proprio per facilitare l'accoppiamento con i circuiti o gli avvolgimenti da verificare. Nel nostro caso, l'apparecchio è chiuso dall'involucro metallico su cinque dei sei lati, ma il « fondo » (fig. 81) è costituito da una lastrina di Perspex o altra plastica trasparente: in tal modo è possibile accoppiare un componente da misurare alla L1, L2 o altra della gamma che interessi e... « dipparlo », come dicono scherzosamente, ma brevemente gli sperimentatori.

Con il che su questo « generatore-dip-meter » non ci pare vi sia altro da dire... ossia, una cosa ancora: quando « S1 » è aperto, ed il DT1 non oscilla, il complesso, grazie alla scala tarata, serve ottimamente come « ondametro passivo » per calibrare altri generatori RF, mettere a punto apparecchi emittenti o per altri analoghi impieghi.

GENERATORE A « DT » MODULATO IN FREQUENZA PER VHF

Come abbiamo visto, l'apparecchio di figura 80 è assai elastico nelle prestazioni, ma manca della modulalazione, che in certi casi è indispensabile per le misure.

Nella figura 84, presentiamo un interessante oscillatore VHF che può essere modulato « esternamente » mediante uno dei generatori audio descritti nei capitoli XV, XVI, XVII, o facendo uso di altro oscillatore che il lettore reputi opportuno.

Anche questo generatore RF è caratterizzato dalla semplicità circuitale tipica dei circuiti che impiegano un diodo Tunnel.

Con la bobina prevista (4 spire di filo da 1,5 mm., rame argentato, diametro 18 mm, avvolgimento in aria) può essere sintonizzato tra 50 e 180 Mhz circa, coprendo la banda FM, quella delle comunicazioni professionali ed aeronautiche, nonché il canale VHF « C » TV.

Il diodo Tunnel previsto è il modello 1N2941, non molto recente ma economico e facilmente reperibile. Tra i tanti, l'1N2941, presenta una singolare uniformità di caratteristiche picco-valle; noi ne abbiamo avuto una decina di esemplari « tra le mani » per realizzare un particolare dispositivo FF, ed abbiamo potuto constatare che le differenze nelle caratteristiche erano tanto modeste da apparire addirittura trascurabili.

Per questa ragione, nello schema di figura 84 il « solito » potenziometro che regola la tensione di alimentazione sino ad ottenere la oscillazione non è presente; il partitore resistivo ha valori fissi;

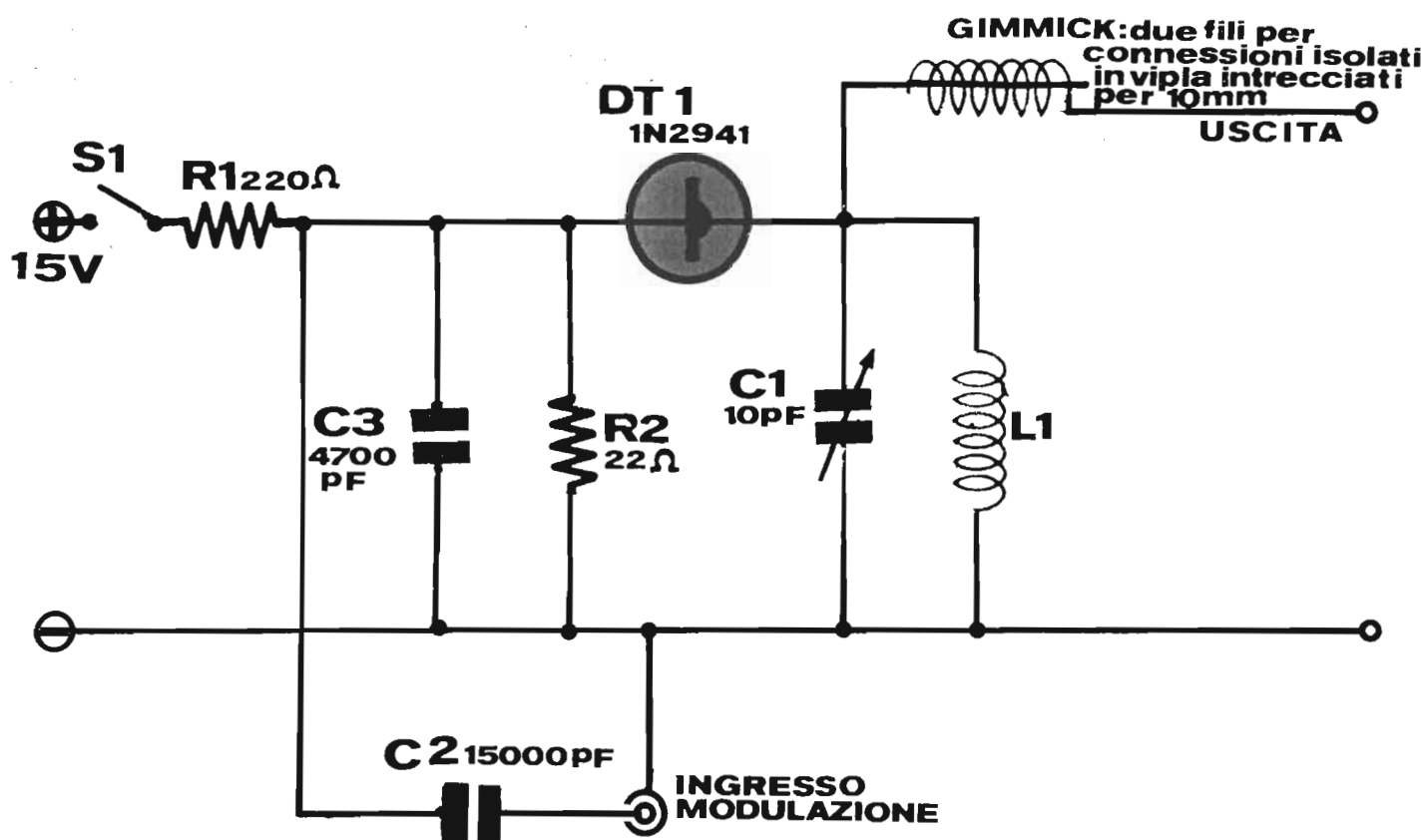



Fig. 84 - Schema elettrico di generatore VHF modulato.

La taratura degli apparecchi radio viene effettuata facendo uso di generatori di radiofrequenza.

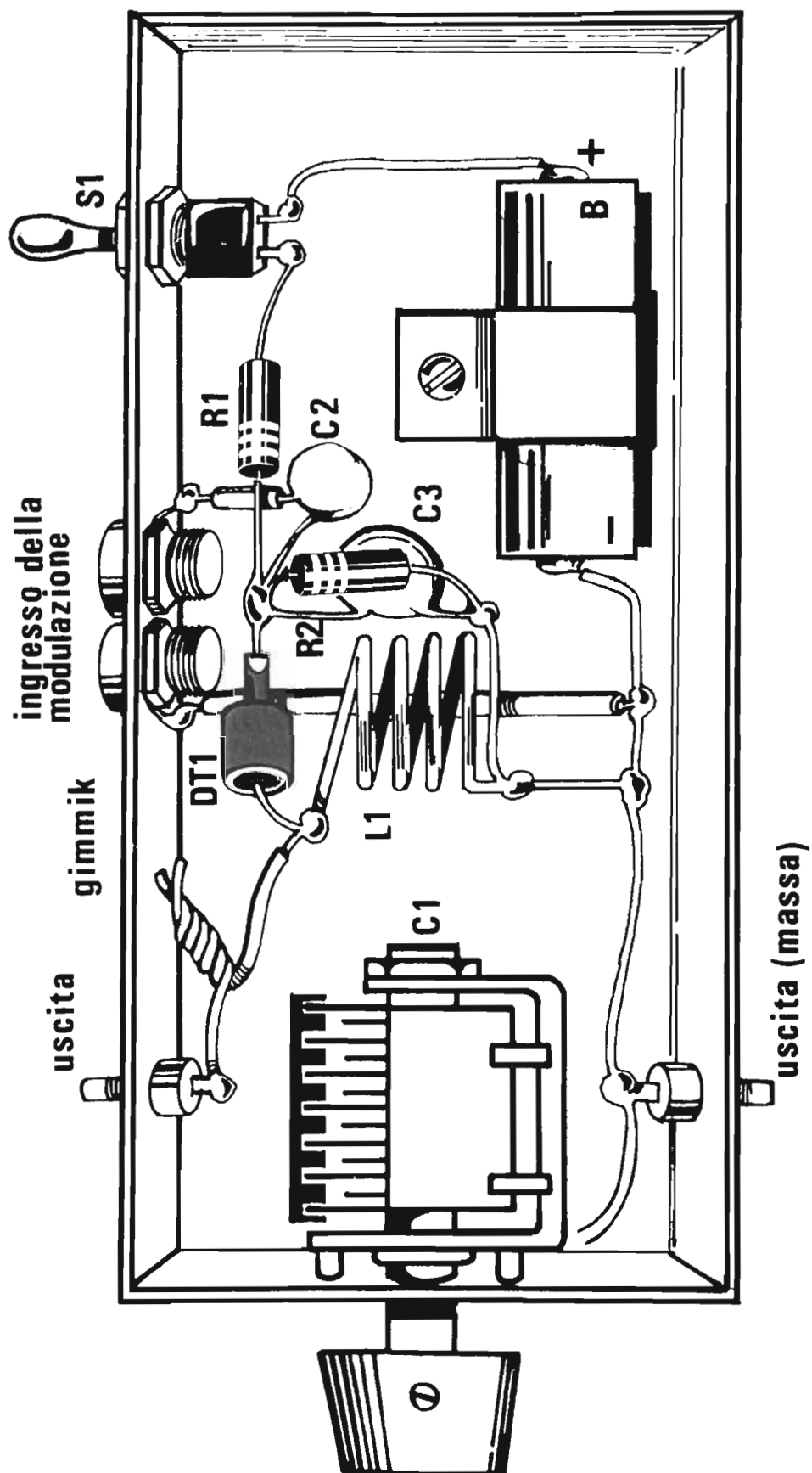



Fig. 85 - In figura si può vedere come siano stati disposti i componenti del circuito nel contenitore per evitare autoscillazioni e perdite considerevoli di segnale.

i materiali

B1 = Pila da 1,5V tipo « torcia » per ricevitori portatili.
C1 = Condensatore variabile da 10pF massimi e 0,5pF di capacità residua. Isolamento ad aria e supporti ceramici.
C2 = Condensatore ceramico da 15.000 pF.
C3 = Condensatore ceramico da 4.700 pF.
DT1 = Diodo Tunnel 1N2941, da NON sostituire.
L1 = Vedi testo.
R1 = Resistore da 220 ohm, 1W - 5%.
R2 = Resistore da 22 ohm, 1W - 2%.
S1 = Interruttore unipolare.

R1 é da 220 ohm ed R2 da 22 ohm. Se le due resistenze sono dotate di una tolleranza bassa, si può essere certi dell'innesco anche senza regolare nulla.

A parte questo dettaglio, il circuito non merita commenti funzionando come quello di figura 80 e di figura 78: leggi in modo del tutto « tradizionale » per gli apparecchi « DT ».

la modulazione dall'esterno

Ovviamente, quando questo oscillatore è modulato via C2 da una tensione-segnale esterna, si ha la RF modulata in frequenza (la modulazione di ampiezza è presente, ma in minor percentuale e può certo essere eliminata dallo stadio « limitatore » del ricevitore cui sarà collegato). Per ottenere una deviazione FM di +/— 25 KHz basta un segnale (applicato tra C2 e la massa) che abbia una ampiezza pari a 250 mV eff.

Come si nota nella figura 85, si può dire che il generatore sia praticamente « montato sul variabile »: le connessioni tra questo, L1 ed il DT risultano brevissime a tutto vantaggio della stabilità e del rendimento.

A parte la raccomandazione di non surriscaldare il DT1, non vi sono particolari note di montaggio. L'apparecchio dovrebbe funzionare senza alcuna difficoltà non appena ultimato. Per verificarne l'efficienza, lo si può collegare al generatore di figura 80 impiegato come ondametro (alimentazione disinserita), oppure ad un ricevitore in grado di coprire la gamma prevista.

Se é disponibile il ricevitore, modulando il nostro apparecchio si noterà che il segnale è assai « pulito » sin che il segnale audio rimane a valori molto modesti, 200-250 mV massimi. Oltre a que-

Esempio di costruzione pratica del circuito di fig. 75.

sto valore, la portante risulta distorta, poi, al limite, l'oscillazione può spegnersi. Non conviene quindi in alcun modo iniettare un segnale troppo ampio.

collaudo e tracing

Le applicazioni di questo apparecchio sono ovviamente quelle che si prevedono per un generatore FM/VHF; diciamo la taratura di ricevitori funzionanti sulla gamma interessata, o il collaudo ed il « tracing » di guasti nei televisori.

Ad onta della semplicità circuitale, se ben realizzato, l'oscillatore risulta stabile: almeno quanto tutti gli apparecchi del genere che impiegano semiconduttori e non sono studiati con una cura specialissima, specifica anzi, contro la deriva termica.

Il carico applicato esternamente non turba troppo il funzionamento dell'oscillatore, che è quindi un valido strumentino utile nel laboratorio del riparatore TV, o in tutti quei casi ove si richieda flessibilità d'uso, una ampia gamma di lavoro, una elevata « portatilità ».

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

OSSERVAZIONI ED ESPERIENZE

PROVE E MISURE SUI TRANSISTOR

La teoria della « vita-senza-limite » dei transistori, enunciata da oltre vent'anni, ha ora un suffragio pratico: in effetti, se un dato transistore opera nei limiti delle sue caratteristiche (massima tensione, dissipazione, temperatura,) a quanto pare può lavorare all'infinito. Spesso, si scartano apparecchiature transistorizzate che sono obsolete per un fatto di progresso tecnico, ma che hanno operato più lustri senza che i transistori abbiano mai dato il minimo fastidio. Anche la pratica della radioriparazione-TV dimostra che se i transistori vanno fuori uso, la rottura è quasi sempre causata da altre parti, che interrompendosi o cortocircuitandosi li danneggiano.

Altro però è l'applicazione nei circuiti realizzati dall'industria, ed altro, indubbiamente, l'impiego sperimentale dei transistori.

i cortocircuiti nel sistema di polarizzazione

Utilizzati dallo sperimentatore, i nostri transistori possono essere danneggiati da un momentaneo cortocircuito nel sistema di polarizzazione, o mettiamo, dal distacco (apertura) del « braccio a massa » del partitore disposto sulla base. Inoltre, un momentaneo sovraccarico, un surriscaldamento, una sovratensione, sono eventi che vanno compresi, più che nella sfera del possibile, nel probabile.

Per queste ragioni, chi si accinge a sperimentre con i semiconduttori, deve conoscere i metodi di prova usuali che servono a stabilire la loro efficienza.

Vi sono oggi in commercio innumerevoli modelli di « provatransistori »: si va dal semplice. « Go-no-go » al tracciatore di curve, e la gamma dei prezzi sale dalle 5.000 alle 500.000 lire: ed oltre. Gli apparecchi economici, sovente servono a poco: hanno si-

stemi di indicazione piuttosto rudimentali, non sono previsti per il collaudo dei transistori a effetto di campo e di potenza, danno « risposte » controverse.

Gli altri sono fuori dalla possibilità economica del « comune » amatore e lo stesso laboratorio di riparazioni « Radio-TV » li ritiene poco utili, o almeno « sfavorevoli » nel profilo del costo paragonato all'utilità: quindi ne è sfornito.

Fortunatamente, alcune prove condotte con gli strumenti tradizionali possono rivelare l'efficienza dei vari tipi di transistori così come gli apparati più specialistici e costosi. Appunto di queste prove parleremo in questo capitolo, ritenendo che un « completamento » del genere sia necessario, dopo le esperienze suggerite.

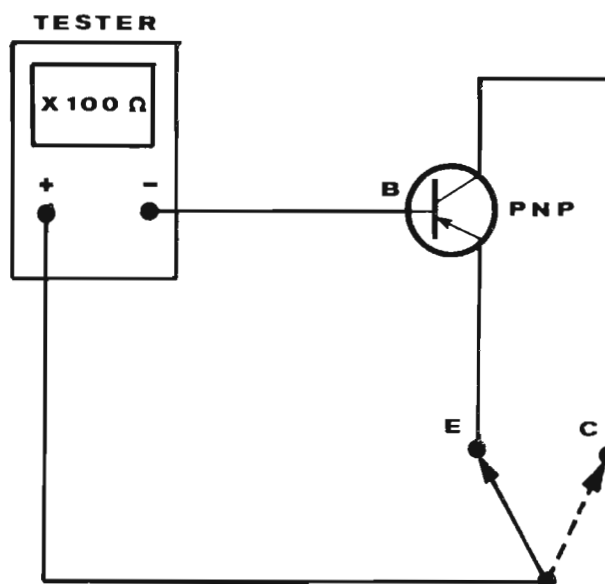



Fig. 86 - Esempio di come inserire il tester

le due giunzioni PN

Inizieremo col dire che un comune transistore, bipolare, contiene come è noto due « giunzioni » PN: esse per molti versi possono essere assimilate a diodi comuni, e ciò in particolare nel profilo delle misure.

Evidentemente, il funzionamento buono o cattivo del transistore dipende dall'integrità e dal comportamento delle giunzioni, poiché fatta astrazione di queste, il restante semiconduttore è più o meno un « materiale connettivo ». I difetti più importanti di qualunque transistore, sono infatti: giunzioni aperte, cortocircuitate, o « danneggiate » (in questo ultimo caso i « diodi » assumono un rapporto di resistenza diretta-inversa scadente, modesto).

Uno strumento semplice, di cui tutti dispongono, e che si presta alla verifica della funzionalità delle giunzioni è il classico ohmetro. Per utilizzarlo, è necessario conoscere la polarità dei puntali, ossia il verso di connessione della pila che lo alimenta internamente. Questo non è comunque un problema, perché tutti gli stru-

menti moderni della specie recano chiaramente l'indicazione « +/— »; forse proprio in previsione del collaudo rapido dei semiconduttori.

collegamenti dei terminali

Nella figura 86 si vede come lo strumento possa essere impiegato per una verifica basilare dell'efficienza delle giunzioni di un transistore PNP. Il terminale « negativo » è collegato alla base dell'esaminando, e l'altro, il positivo, va portato all'emittore ed al collettore.

Un valore di resistenza molto elevato, durante le due misure, indica senza meno che una delle due giunzioni è « aperta ». I transistori per RF, audio o, altre applicazioni, di piccola o media po-

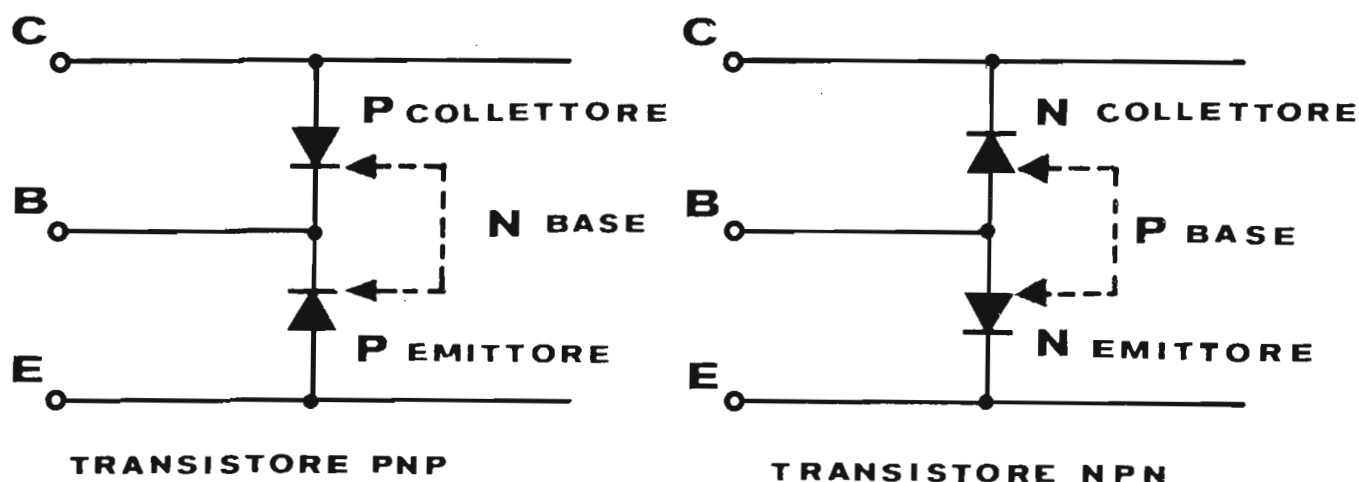



Fig. 86 a - Rappresentazione delle giunzioni dei transistor mediante diodi.

tenza, sottoposti a questa prova, danno luogo a lettura di resistenza sempre minori a 600 ohm, se integri, poiché nel modo descritto noi verifichiamo il valore « diretto » dei diodi-giunzione: fig. 86/a.

Se il transistore da provare ha la polarità inversa, ovvero è « NPN », l'ohmetro sarà collegato anch'esso con le polarità invertite :vale a dire che il puntale positivo andrà alla base, e con l'altro si toccheranno i reofori di collettore ed emittore: il risultato, è ovvio, non muterà: resistenze basse, transistore buono; resistenze alte, cattivo: fig. 87.

Se questa prova è semplice, immediata, indubbia, ha però anche il demerito di presentare una certa « pericolosità » per il transistore. E' da tener presente, che una giunzione polarizzata direttamente, come nel caso detto, rappresenta una specie di « cortocircuito » in cui scorre tutta la corrente che il tester può erogare nella prova. Si può quindi dire che la tensione della pila dello strumento e la resistenza interna di questo determinano da sole la intensità di collaudo.

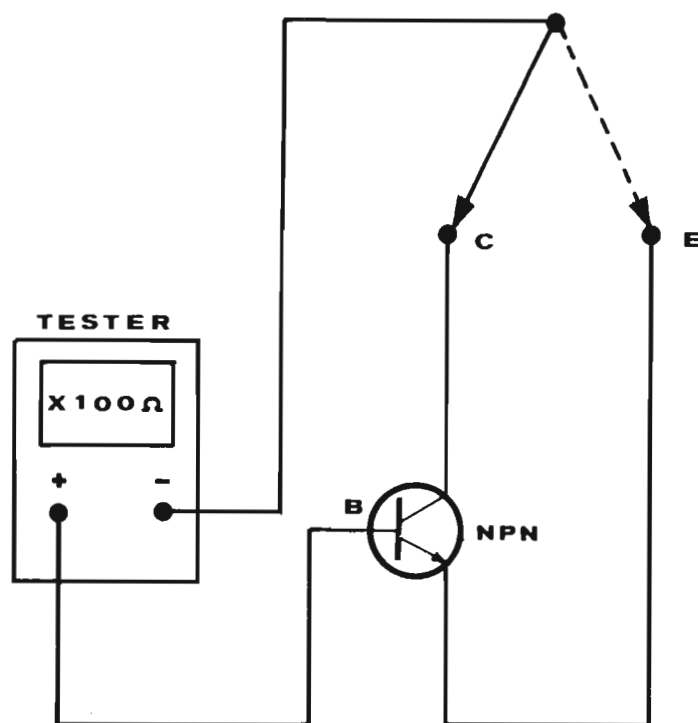



Fig. 87 - Uso del tester per il controllo delle giunzioni di un transistor NPN.

Non pochi tester e voltmetri elettronici, usati sulla scala « X1 ohm » hanno una corrente « di cortocircuito » superiore a 100-150 mA: una corrente del genere danneggia sicuramente i transistori « per segnali », quindi nelle misure di cui sopra, non si deve mai impiegare la portata più bassa, ma quella intermedia (X 100 ohm, oppure X500 ohm). Se comunque il lettore è in dubbio se il suo

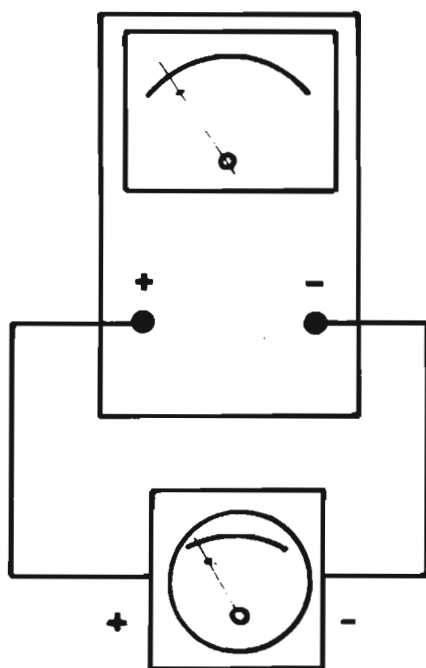



Fig. 88 - Verifica di funzionamento del tester eseguita con il metodo di confronto.

tester è « sicuro » o no, provi a... 'misurarlo' con il sistema indicato nella figura 88.

la misura delle correnti

In questa, « M1 » manifesta le correnti che attraverseranno il transistore in prova durante la lettura della « RD » delle giunzioni.

Ovviamente, verificato che il tester eroga una corrente superiore a 10-20 mA all'elemento in prova, non si può impiegarlo, almeno su quella portata.

Diremo ancora che la misura suggerita non si deve usare nel caso di transistori UHF e di transistori « subminiatura » per otofoni e analoghe applicazioni.

Questi particolari modelli hanno infatti delle Ice-Ibe (scritta anche « Ibex » su certi listini), Ieb ecc. preoccupantemente basse.

Ciò detto, a tutela di chi legge, possiamo proseguire nel nostro argomento.

La prova di figura 86 è indicativa ma incompleta: infatti, per un controllo più « effettivo » del transistore, occorre misurare anche le resistenze inverse delle giunzioni, come si vede nella figura 90 (90/b).

Da questa prova potremo trarre un giudizio sulla « qualità» del transistore: infatti, misurate inversamente le giunzioni dovreb-

Fig. 90 - Schema di inserzione ohmmetro per il controllo dei transistor PNP.

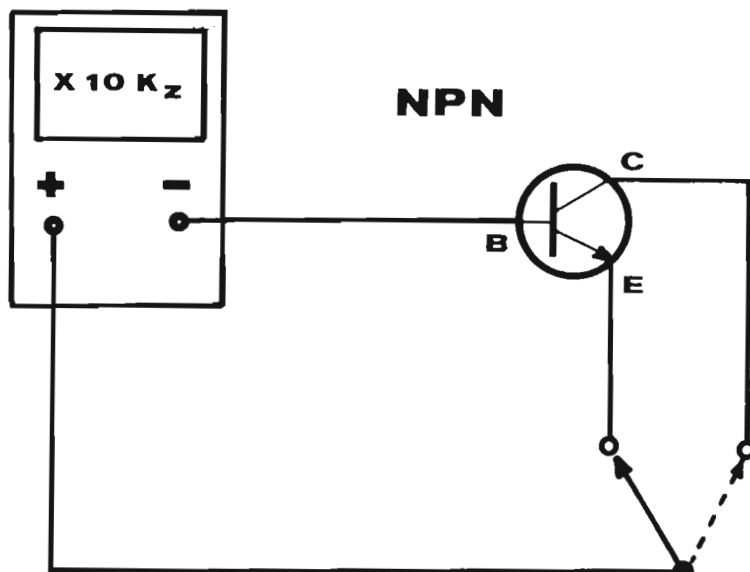



Fig. 90b - Utilizzazione del tester, come in fig. 90, per il controllo dei transistor NPN.

bero presentare una resistenza avente un rapporto molto elevato rispetto ai valori riscontrati nella prima prova: anzi, più elevato è, meglio è. Se una giunzione ha uno scarso rapporto di resistenza diretta/inversa, indica con certezza un transistore « scottato » dal sovraccarico o durante la saldatura: comunque un elemento dal guadagno insufficiente. Elementi per segnali (escludiamo i modelli di media e grande potenza, al momento) al Germanio, durante la prova delle resistenze inverse devono dar luogo a letture di resistenze non inferiori a 500.000 ohm; la « normalità » si aggira sul Mega ohm.

I transistori al Silicio in genere hanno una « Rinv » tanto elevata da non essere misurabili neppure sulla scala « X 10.000 ohm » e comunque se sono integre, debbono sempre far riscontrare valori di diversi Mega ohm.

transistor di potenza

Passando ai modelli di potenza, diremo che i tipi al Germanio (ASZ18, 2N301, 2N1555 e simili) hanno resistenze inverse di alcune decine di migliaia di ohm se integri; per esempio, 50.000 è già un valore medio più che accettabile. Per i transistori al Silicio di potenza vale quanto detto a proposito dei modelli per segnali, fatte le debite proporzioni.

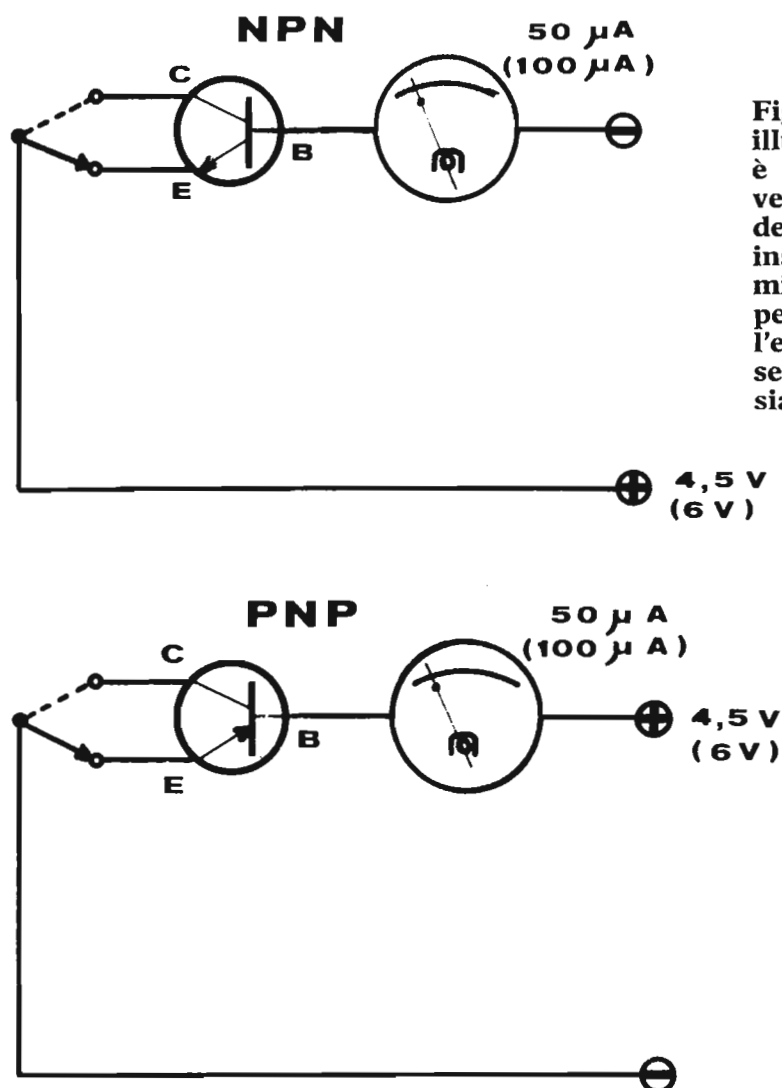



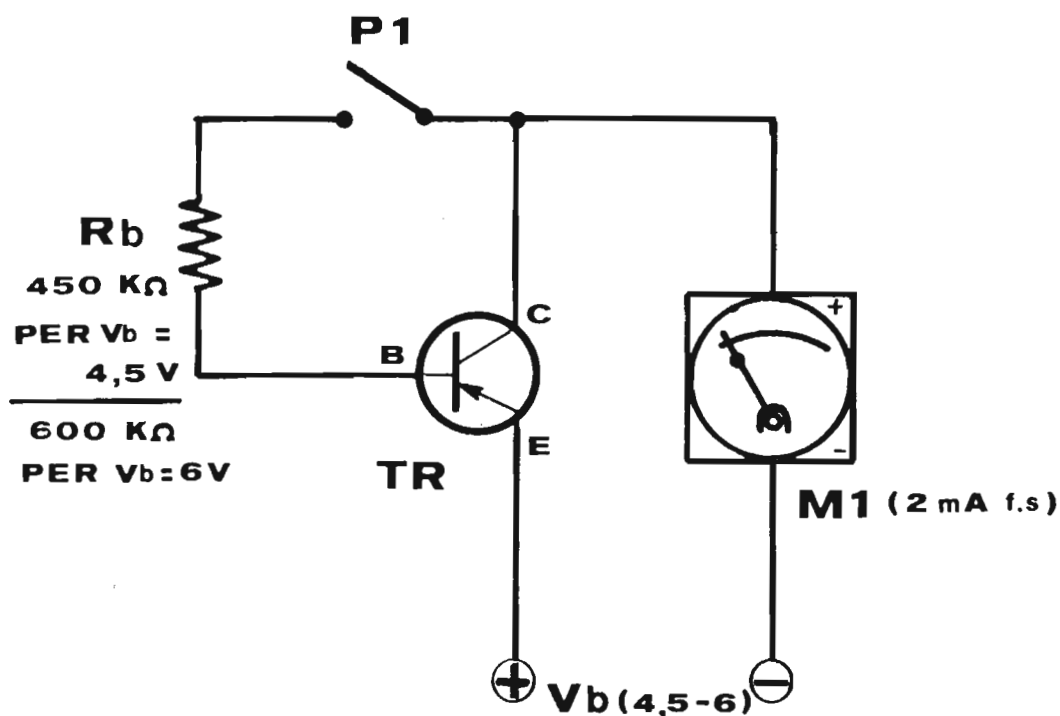
Fig. 91 e 91 b - Nelle illustrazioni è possibile vedere come debba essere inserito un microamperometro per verificare l'efficienza dei semiconduttori sia NPN che PNP.

-NOTA: PER I TRANSISTORI "NPN„ OCCORRE INVERTIRE Vb ED M1

Fig. 92 - Altro esempio di come controllare l'efficienza dei transistor.

Una prova che dà un risultato assai più sicuro della misura della resistenza inversa, relativamente alla qualità delle giunzioni, è quella della « corrente di perdita », che può essere effettuata come è indicato nella figura 91. A tale scopo, occorre una pila da 4,5V oppure 6V, o un alimentatore capace di erogare queste tensioni (si veda il capitolo III e IV, figg. 13, 15 e segg.) ed un microamperometro da 50 oppure 100 microA f.s. (può essere l'ohmetro impiegato prima, ma commutato per misure di corrente).

Analogamente alla connessione effettuata per la lettura delle resistenze inverse, nel caso dei transistori PNP, il positivo della pila o dell'alimentatore andrà collegato alla base, tramite l'indicatore, e con il negativo si toccheranno i terminali « collettore » ed « emettitore »; misurando gli NPN verrà l'inverso: fig. 91/b.

dove l'alimentazione

In tal modo, si potranno leggere le correnti Iebo ed Icbo del transistor, che dovrebbero corrispondere con una buona approssimazione ai dati del costruttore.

Se la tabella dei dati non è disponibile, come noi pensiamo (è infatti assai raro che l'amatore possegga una letteratura completa su tutti i transistori oggi esistenti) si possono assumere dei valori « generali » che risultano tipici.

I modelli al Germanio per segnali, alla temperatura normale di lavoro (+10/+40 °C) non dovrebbero presentare correnti di fuga superiori a 10 microA; 15 microA massimi per modelli di media potenza (a dissipazione attorno al Watt).

I modelli al Silicio debbono in ogni caso presentare delle correnti di fuga infinitesimali: minori di 1 solo microA.

Un transistore al Germanio o al Silicio che, posto nel circuito di fig. 91, mandi a fondo scala l'indicatore da 100 microA, è certamente « sospetto »; spesso risulta difettoso o danneggiato.

I transistori di potenza possono essere provati nell'identico modo, ma l'indicatore dovrà essere da 500 microA fondo scala, infatti, gli esemplari al Germanio hanno correnti di perdita che salgono a 100-150-200 microA pur essendo in buono stato, il che non vale per i modelli al Silicio che devono manifestare valori dieci o più volte inferiori.

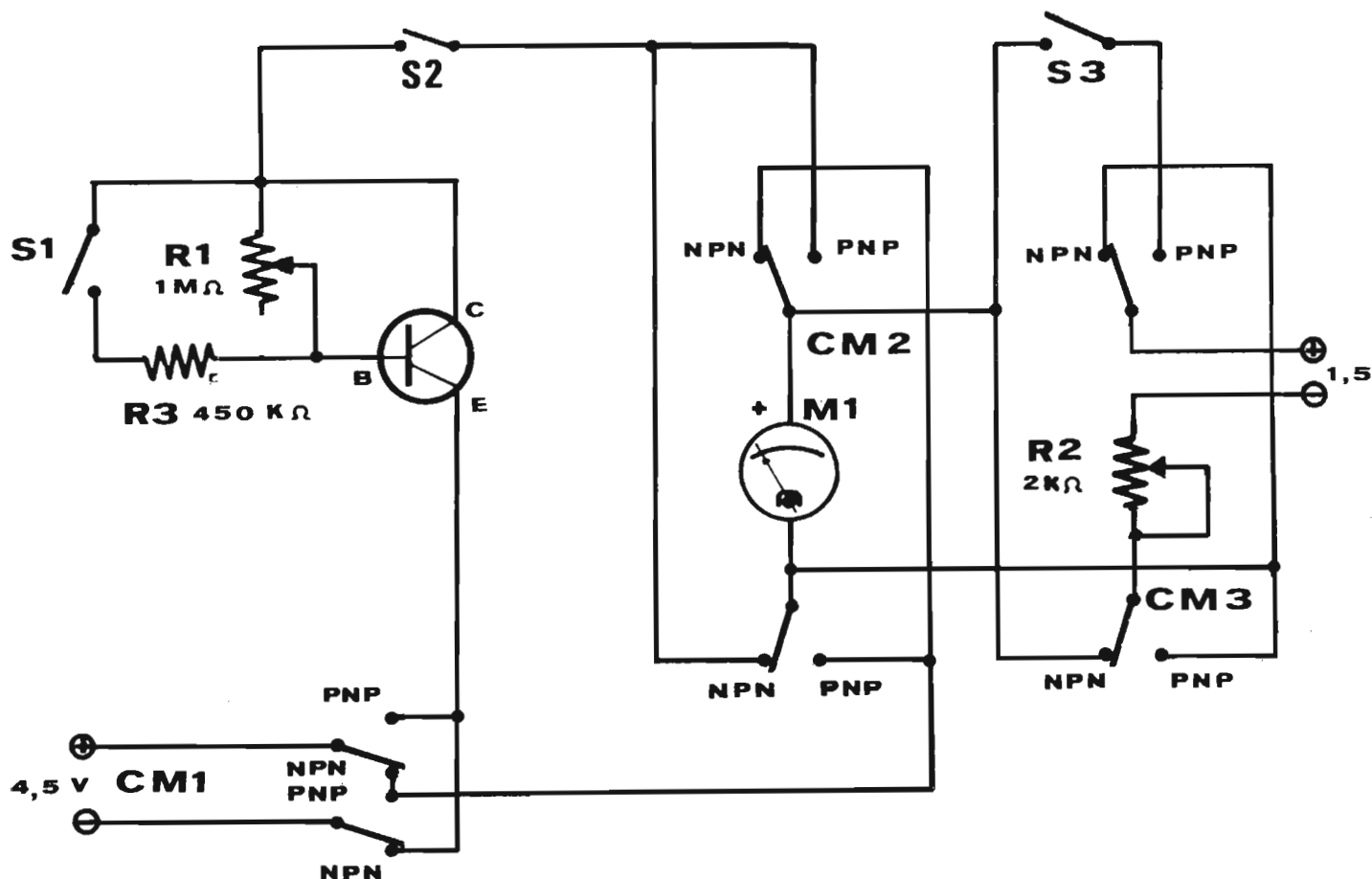
la prova delle giunzioni

Passiamo ora dalla prova delle singole giunzioni alla misura del transistore... « intero ».

Due sono i collaudi possibili; la misura dell'Alpha (α - alfa), e quella del Beta (β - beta) in via « statica ».

La prima, se effettuata con mezzi modesti come quelli considerati, sovente non dà risultati attendibili, quindi è meglio scegliere l'altra, che d'altronde è la misura « standard » effettuata da tutti i provatransistor commerciali a basso costo.

La figura 92 mostra la disposizione fondamentale di prova. La tensione Vb ha un valore di 6V. Poiché la Rb è da 600.000 ohm (i valori sono opzionali; altrettanto bene vanno 4,5V e 450.000 ohm

Fig. 93 - Circuito elettrico che consente di verificare dinamicamente le caratteristiche dei transistor.

o simili), la base del transistor risulterà polarizzata da una corrente pari a 10 microA. Nell'impiego in CC, il Beta o « Guadagno di corrente » del transistore è eguale alla corrente di collettore divisa per la corrente di base; pertanto, con il semplice sistema approntato, noi potremo ottenere un dato sicuro; cioè un valore di Beta. Infatti, poniamo che chiuso « P1 », l'indicatore « M1 » mostri una corrente di 1 mA. In questo caso, potremo assumere:

Beta = IC/IB = 1000 microA/10 microA = 100.

Se l'indicatore salirà solo a 0,5 mA, il Beta varrà 50, e così di seguito.

la valutazione del guadagno

La valutazione del guadagno in CA (segnali) è fattibile anch'essa, ma il lavoro risulterà leggermente più complesso, perché occorre una accurata misura della Iceo, per la valutazione.

La Iceo, è la corrente di collettore del transistor a base aperta: ovvero la « corrente di perdita ». Può essere misurata anche con il circuito di fig. 92 lasciando aperto « P1 » ed impiegando un indicatore più sensibile al posto di « M1 »: per esempio, un microamperometro da 50 µA f.s., o simili. La corrente letta in tal modo deve essere annotata, poi, prendendo come riferimento una corrente di base nota, per esempio di 10 µA, si può effettuare il « calcoletto »: « Beta in CA = IC/10 meno la Iceo ».

Volendo procedere alle misure con meno calcoli e forse maggior precisione, dallo schema di figura 92 si può passare a quello di figura 93, studiato proprio per la valutazione del Beta in CA senza operazioni... mnemoniche.

Con questa disposizione, si misura il Beta per segnali o diciamo « dinamico » di qualunque transistore bipolare avente una dissipazione piccola o media.

Il Beta è misurato ad 1 mA di IC, valore modesto ma buono, sul piano dell'indicazione generale.

COME REALIZZARE LA PROVA

Vediamo come si realizza la prova. All'inizio, CM1-CM2-CM3 sarà ruotato per la polarità desiderata e tutti e tre gli interruttori (S1-S2-S3) saranno aperti; chiuderemo allora S2 per far circolare la corrente nel circuito C/E e B/E. Ciò fatto, si regolerà il potenziometro R1 sino ad ottenere l'esatto fondo scala di « M1 » corrispondente, come sappiamo, ad 1 mA.

Si chiuderà ora S3. Questo interruttore, con R2 e B2 fa circolare nell'indicatore una corrente opposta a quella precedente. Regolando R2, sarà possibile riportare a zero l'indice di M1. Se ora noi chiudiamo S1, applicheremo via R3, alla base, la corrente di 10 microA già scelta per l'esempio precedente di circuito di collaudo.

In queste condizioni, « M1 » manifesterà la variazione di corrente di collettore (IC) rispetto al valore-base di 1 mA situato prima.

L'indicazione di M1, varrà:

$$\text{Beta} = \frac{\text{variazione della IC meno 1 mA}}{\text{variazione della IB meno 10 }\mu\text{A}}$$

Fig. 94 - Caratteristiche fondamentali che si rilevano sui transistor unigiunzione.

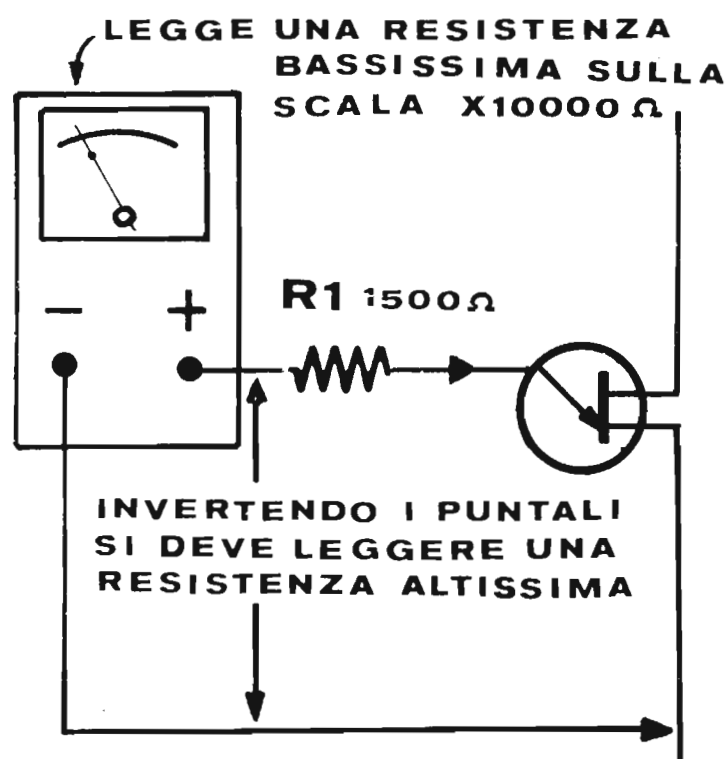



Fig. 94 b - Esempio di utilizzazione del tester.

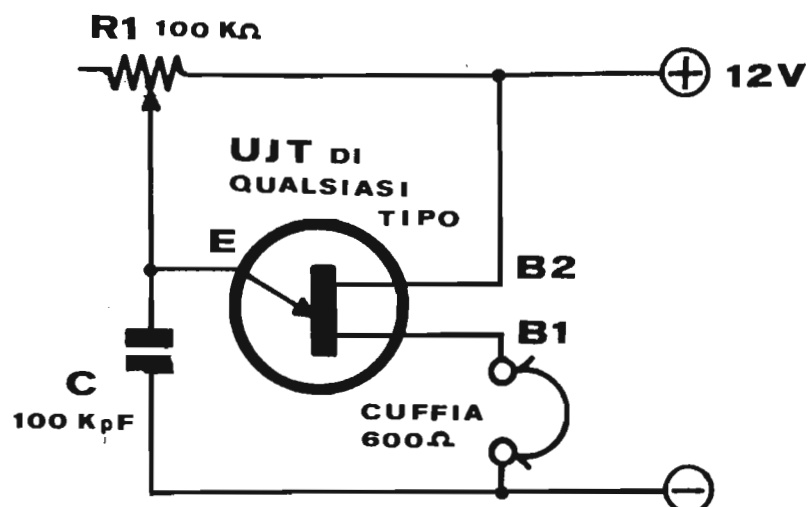



Fig. 95 - Verifica dinamica degli UJT.

Come dire, che se si ottiene il fondoscala, il Beta per i segnali varrà « 100 », e tutti i valori intermedi indicheranno linearmente il Beta; 0,5 mA = « 50 »; 0,8 mA = « 80 » eccetera.

Questa misura usualmente può essere ottenuta solo con i provatransistori « commerciali » più complicati e costosi, poiché, come dicevamo, quelli più semplici si limitano a dare una misura del Beta in CC; valore non sempre di interesse prevalente.

Con il che possiamo ritenere conclusa la serie di misure fattibili sui transistori convenzionali, e spendere due parole a proposito del collaudo di altri semiconduttori: gli UJT, prima di tutto.

MISURA DEI TRANSISTORS CON L'OHMMETRO

Anche questi transistori possono essere misurati con l'ohmetro, ed anzi, diremo che l'ohmetro può dare un responso « quasi assoluto » sull'efficienza o le rotture di questi semiconduttori.

Impiegando la portata « X 100 ohm » (rammentiamo di non usare MAI la scala X1, o X10 ohm, anche in questo caso) si misurerà per prima la resistenza « interbase »: base 1, 2, e viceversa: fig. 94.

Se l'UJT non è interrotto, quindi fuori uso, questa prova dovrebbe dar luogo ad una « lettura » che può correre tra qualche centinaio e qualche migliaio di ohm. Un valore di qualche ohm manifesterà il cortocircuito tra le due basi; un valore « infinito » o eguale a qualche centinaio di migliaia di ohm proverà che l'UJT è... « bruciato », interrotto.

Se in tutti e due i sensi (B1/B2 - B2/B1) il valore resta eguale e compreso nei valori detti, il « canale » dell'UJT è intatto. Potremo ora passare al collaudo del diodo « emettitore ».

Per effettuarlo, il puntale positivo del tester (commutato sulla scala X 10.000 ohm) sarà connesso all'emittore tramite una resistenza di protezione da 1.500 ohm, ed il negativo sarà connesso alla Base 1. In queste condizioni, la tensione della pila dell'ohmetro produrrà il « crollo » del diodo, che posto nella conduzione diretta, assumerà un valore di poche decine di ohm, apparendo come un « cortocircuito » sulla scala « X 10.000 ohm » del tester.

Invertendo i puntali, il diodo « E » sarà polarizzato inversamente, e manifesterà una resistenza pressoché infinita.

Se in tutti e due i sensi il diodo presenta una resistenza molto bassa o molto alta, l'UJT è certamente fuori uso.

Una prova più accurata del semiconduttore è senz'altro quella « dinamica », che può essere effettuata con una cuffia, un potenziometro, una pila ed un condensatore: fig. 95.

Con la disposizione indicata, d'altronde classica, qualunque UJT oscilla, se è efficiente: regolando R1, nella cuffia CT si ode quindi il segnale, sotto forma di fischio o ronzio. E' da notare che R1 non deve mai essere portato al minimo valore, perché in tal caso il diodo « E » potrebbe rompersi a causa della eccessiva corrente circolante.

Dato che a noi interessa vedere se il transistore è buono o cattivo, non crediamo siano indispensabili prove di « qualità » come quelle che si compiono nei laboratori sperimentali, trascureremo quindi la misura dello stand-off-ratio e simili che esulano dalle necessità del tecnico riparatore o del radioamatore: per l'UJT quindi

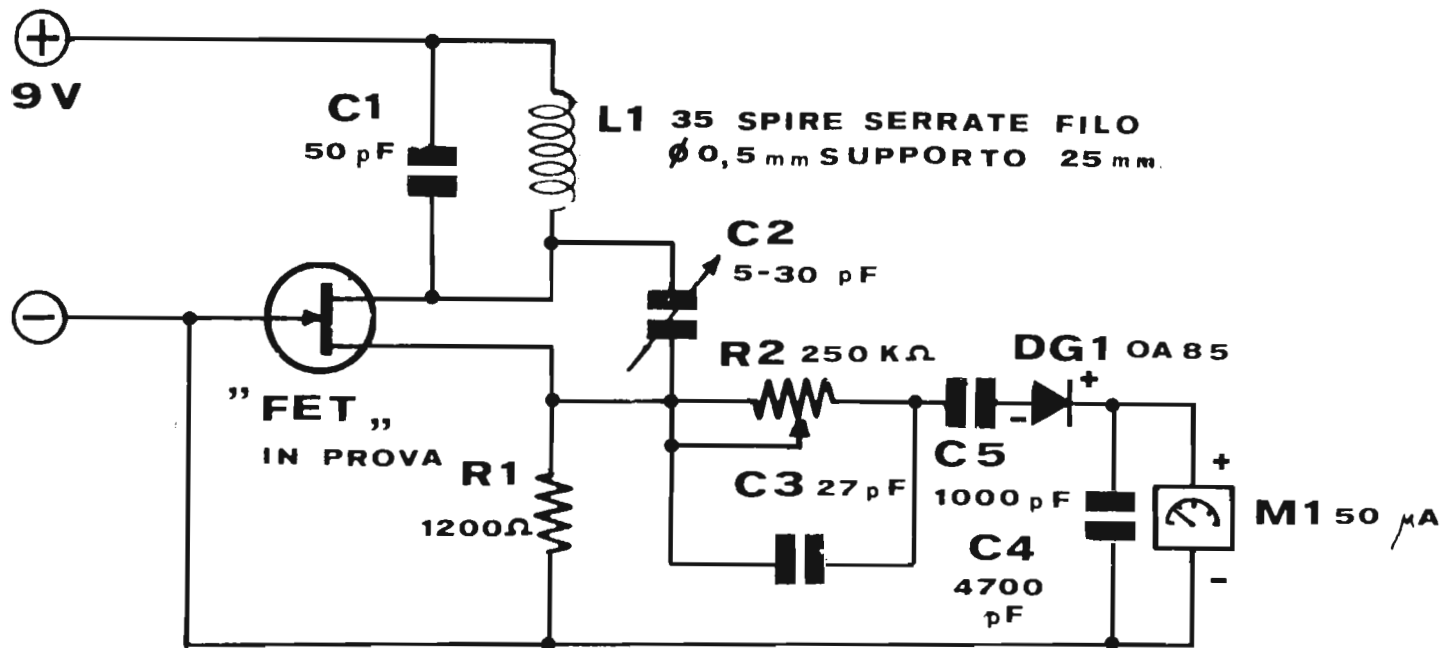



Fig. 96 - Circuito elettrico che permette di controllare i transistor ad effetto di campo (FET).

non diciamo altro.

Anche i FET, possono essere misurati con l'ohmetro, ma le prove dovrebbero rigorosamente essere limitate ai « J/Fet » o « Transistori ad effetto di campo realizzati per giunzione ». La loro struttura è in senso lato abbastanza simile a quella di un UJT, quindi, di base, anche le prove di resistenza dovrebbero essere simili e dare risultati « abbastanza simili ».

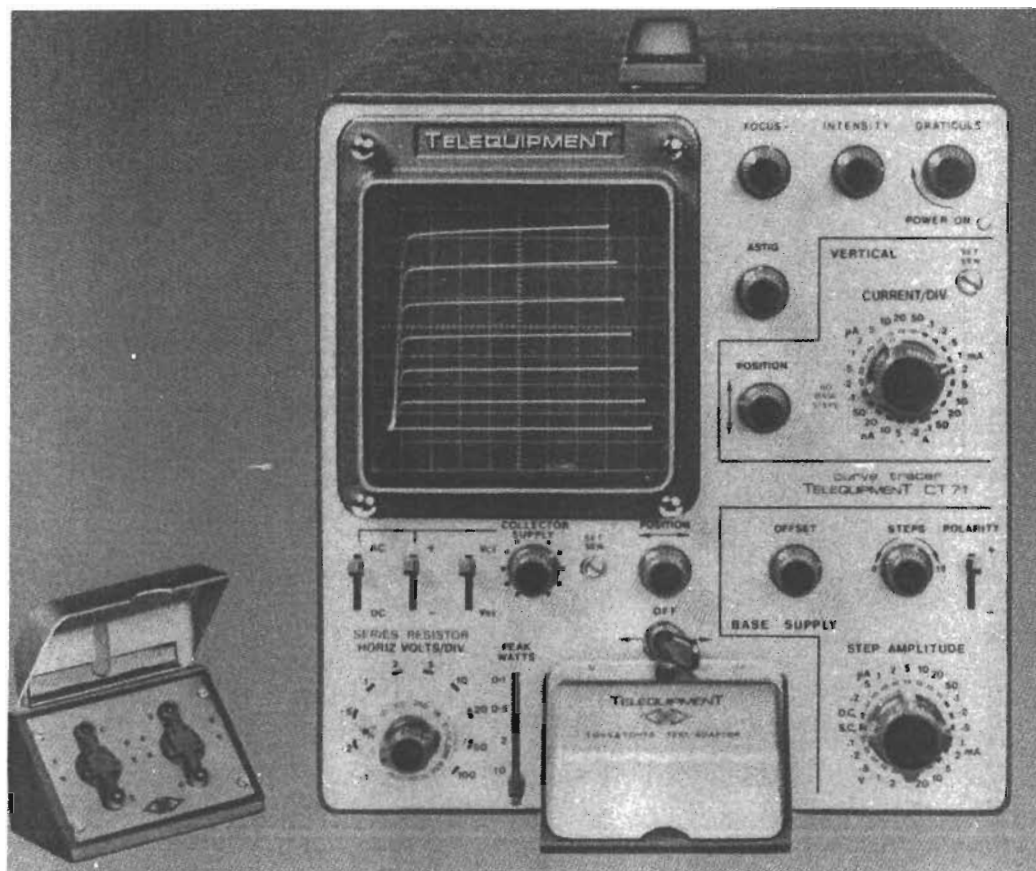
le misure sui MOS

E' però abbastanza facile scambiare un « J/Fet » con un MOS, Mosfet e simili che si rovinano ove siano misurati incautamente; quindi, a conti fatti ci sentiamo di sconsigliare questo metodo di collaudo per TUTTI i transistori ad effetto di campo, senza distinzioni.

Meglio certo realizzare il solito « set-up » sperimentale e provare il transistor in via « dinamica » come abbiamo già fatto per i modelli « bipolari » e « UJT ».

Una disposizione semplicissima, che prevede l'impiego di una decina di parti e dà un responso sicuro, per i vari FET a canale « N » (senz'altro i più diffusi oggi) è quella illustrata nella figura 96.

Si tratta di un oscillatore RF funzionante a 5 Mhz (tutti i moderni Fet possono lavorare in radiofrequenza sino a decine o centinaia di Mhz) che impiega l'elemento esaminando con il Gate a massa. Se il Fet è in buono stato, ruotando lentamente il condensatore di reazione C2, si ottiene l'innesco delle oscillazioni e l'indicatore M1 segnala l'attività dello stadio provando così il buono stato del semiconduttore.

Il potenziometro R9, serve per adeguare il sistema di misura

Le curve caratteristiche di un transistor: è possibile osservarle direttamente.

all'ampiezza del segnale RF presente; infatti, certi Fet oscillano con intensità assai maggiore, rispetto ad altri, ed in assenza di controlli, possono mandare l'indice di M1 a « picchiare » sul fondoscala, con il rischio che si pieghi o deformi.

Termina così questa serie di suggerimenti sulle misure « rapide e sostanziali » che si possono fare sui vari tipi di transistori, e termina anche il manuale. Pur col terrore che quanto segue suoni come il noioso e stantio « pistolotto finale », diremo che il manuale è stato scritto con la speranza che qualche sperimentatore, dal lavoro, possa trarre alcuni utili suggerimenti, che questo... « condensato di esperienze » possa arricchire chi di esperienza ha necessità e desiderio. Evidentemente, non tutta l'elettronica del laboratorio può essere « compresa » o meglio « compressa » in un solo manuale. Anche il nostro, quindi, ha ampie (ma speriamo giustificate) lacune.

l'uso professionale degli strumenti

Ciò che vogliamo dire, in chiusura, è che ci piacerebbe molto sapere che qualche giovane tecnico, costruendo ed impiegando alcuni degli strumenti descritti, abbia potuto « migliorarsi » professionalmente. In questo caso, riterremmo ben speso il tempo passato a preparare il lavoro, scegliendo tra centinaia e centinaia di montaggi sperimentali da noi realizzati in passato, quelli che potevano essere più utili, più « pratici », meno forieri di perplessità sul migliore funzionamento.

Ci auguriamo sia così: ed evidentemente, auguriamo anche al lettore tutto il successo che può ottenere da queste — sia pur semplici — realizzazioni.